radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
Magnettongerät mit einem Motor

PREIS DM 2,00
VERLAGSPOSTAMT LEIPZIG · 8. JAHRGANG
OKTOBER 1959
20



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

radio und fernsehen
Komm. Chefredakteur und
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Veröffentlicht unter ZLN 5227

Alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Werbung, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 25-31, und alle DEWAG-Filialen in den Bezirksstädten. Gültige Preisliste Nr. 5

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., So'ia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C.F.R., Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

CONTENTS



Titelbild:

Vielfältig sind die Anwendungsmöglichkeiten eines modernen Tonbandgerätes. Das im Bild gezeigte KB 100 II wird auf S. 638 beschrieben.

UNSERE LESER SCHREIBEN

In Ihrer Zeitschrift wurde schon oft über Standardisierung geschrieben. Ich möchte mich heute einem Thema zuwenden, das nach meiner Meinung von unseren VEB und VVB vernachlässigt wurde. Es sind dies Normgehäuse. Obwohl nun Gehäuse genormt sind, findet man sehr unterschiedliche Formen von Gehäusen etwa gleicher Größe. So haben z. B. das URV 1 von WF, der Tongenerator von Clamann und Grahnert (GF 2) und das Netzgerät von Bittorf etwa gleiche Größe. Man kann diese Gehäuse jedoch sehr schlecht übereinander anordnen, da beim URV 1 der Griff oben ist, der GF 2 sehr kleine Füße hat, und das Netzgerät ist ein wenig kleiner als die beiden anderen Geräte. Der Grund für diese Unterschiede ist darin zu suchen, daß jeder Betrieb seine Gehäuse nach eigenen Gesichtspunkten selbst herstellt. Sollte hier keine andere Lösung möglich sein? Dies würde auch einen nicht unerheblichen ökonomischen Nutzen bringen und müßte im Zuge der Typenbereinigung möglich sein. In den meisten Betrieben werden diese Gehäuse in kleinen Stückzahlen von Hand gefertigt. Dies ist doch völlig unwirtschaftlich. ... Unsere Amateure würden sich bestimmt auch freuen, wenn derartige Gehäuse im Handel erhältlich wären.

G. S., Dresden

*

Wir benötigten hier für einen „Sylva-" Koffer, dessen Ferritstab gebrochen war, schnellstens einen Ersatzstab, da das Gerät in Kürze schon im Gelände gebraucht wird. Am Ort war kein Ersatz greifbar. Ich schrieb daraufhin mit Eilboten vom 24. 8. 59, also vor drei Tagen (!) an das Funkwerk Halle und bat wegen der Dringlichkeit um schnellste Lieferung eines Ferritstabes. Bereits binnen drei Tagen, traf daraufhin ein neuer Ferritstab, ebenfalls mit Eilboten, bei mir ein!
Ich finde, das ist ein Musterbeispiel für unbürokratische, schnelle Kundendiensthilfe. Sollte man das nicht vielleicht in unserer Zeitschrift kurz würdigen ...

H. J., Görlitz

Wir würdigen. Allerdings möchten wir das Vorgehen unseres Lesers nicht allgemein zur Nachahmung empfehlen, da normalerweise Volkseigene Betriebe nicht an Private verkaufen. Der Grund hierfür dürfte einleuchten: Kein Betrieb verfügt über einen hinreichend großen Verwaltungsapparat, um Einzelbestellungen, die ja recht zahlreich sein würden, zu befriedigen. Also: Erst über die zuständigen Handelsorgane versuchen und nur in wirklich dringenden Fällen — wie hier — über den Betrieb.

*

In dem Heft 9 (1959) wird auf Seite 289 eine Visomat-Transistor-Lichtschranke beschrieben und abgebildet. Auf der Abbildung 3 ist deutlich zu erkennen, daß dabei zwei Transistoren OC 811 verwendet werden. In dem Artikel ist weiterhin gesagt, daß jetzt in der DDR „zur Verfügung stehende Halbleiterbauelemente, insbesondere Germanium-Fotodioden", eingesetzt werden. Vermutlich handelt es sich bei der Lichtschranke um die Verwendung einer solchen Germanium-Fotodiode. Nun bitte ich Sie, mir mitzuteilen, wo ich solche Bauelemente käuflich erwerben kann. Der VEB WF in Berlin-Oberschöneweide schrieb mir auf diese Frage, daß ihm ein Hersteller von Ge-Fotodioden in der DDR nicht bekannt sei. VEB Carl Zeiß übersandte mir Prospektmaterial über die verschiedensten Fotoelemente, CdS, PbSd usw., jedoch werden auch dort keine Fotodioden hergestellt.

L. V., Drebkau

Auf unsere Bitte um Auskunft antwortete uns die VISOMAT GmbH folgendes:

Die von uns auf der Leipziger Frühjahrsmesse ausgestellten Transistorlichtschranken waren mit Ge-Fotodioden bestückt, die wir in kleineren Stückzahlen vom VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik, Teltow, bezogen hatten.
Am 2. Juni 1959 teilte uns dieser Betrieb mit, daß ab sofort die Versuchsfertigung eingestellt worden ist und wir uns wegen weiteren Lieferungen an den VEB Carl Zeiß wenden sollten. Von dort erhielten wir am 24. 6. 59 den Bescheid, daß nicht vorgesehen ist, in den nächsten Jahren im VEB Carl Zeiß eine Ge-Fotodiodenfertigung aufzunehmen. Ergänzend teilte uns dieser Betrieb auf eine erneute Anfrage mit, daß im Jahr 1960 zwar Laborversuche bezüglich der Herstellung von Ge-Fotodioden durchgeführt werden, daß aber auch in Zukunft eine Produktion bei Carl Zeiß keinesfalls erfolgen wird.
Damit ist also auf unabsehbare Zeit die Lieferung von mit Ge-Dioden bestückten Geräten nur auf Importe angewiesen, obwohl die Technologie der Fotodiodenherstellung bereits praktisch vorliegt ...

Auf unsere fernschriftlichen Anfragen an die genannten Betriebe wurde uns mitgeteilt:

Germanium-Fotodioden sind nicht in unserem Fertigungsprogramm enthalten. Wir beschäftigen uns nur mit Entwicklungsarbeiten auf diesem Gebiet.

zeisswerk jena

Fotodioden werden z. Z. bei uns nicht gefertigt. Wir haben die Absicht, im IV. Quartal 1959 die Versuchsfertigung wieder aufzunehmen.

ossietzkywerk teltow

Ohne boshaft sein zu wollen — eins hätten wir doch gern gewußt: Was hat sich die VVB Bauelemente und Vakuumtechnik eigentlich dabei gedacht?

*

Wir bitten unsere Leser, von weiteren Zuschriften zu dem Thema „Der alte Streit" 16 (1959) abzusehen, da wir im nächsten Heft eine Zusammenfassung der Diskussionsbeiträge und unsere eigene abschließende Stellungnahme veröffentlichen.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Ein Röhrenvoltmeter mit quadratischer Charakteristik
- Zu einigen Fragen der Qualität industrieller Erzeugnisse
- Der Einsatz von Zentimeterwellen in der Technik
- Anwendungen für Relaisröhren bei Wechsel- und Gleichstrombetrieb
- Kleinreisesuper „puck"



▼ **In der Volksrepublik China** ist das Funktionsmuster des ersten chinesischen elektronischen Universal-Rechenautomaten fertiggestellt worden.

▼ **20000 Astra-TV-Empfänger** werden von der DDR aus der CSR eingeführt. Weitere 15 000 Stück dieses TV-Empfängers exportiert die CSR nach der Volksrepublik Polen.

▼ **Auf der 10.** Internationalen Radio- und Fernsehausstellung „FIRATO" in Amsterdam zeigte eine westdeutsche Firma eine Amateur-Fernsehkamera, die an einen TV-Empfänger angeschlossen werden kann.

▼ **Die UNESCO** hat vorgeschlagen, ein billiges Radiogerät zu entwickeln, das in Massenproduktion für die Bevölkerung der schwach entwickelten Länder hergestellt werden könnte. Die UNESCO stellte fest, daß nahezu 60% der Bevölkerung der Erde, meist in Afrika oder Asien, gegenwärtig keinen Rundfunkempfänger besitzen, um die einheimischen Sendungen zu hören. Um jede Familie in den schwach entwickelten Ländern mit einem Rundfunkempfänger zu versorgen, wären 350 Millionen Geräte notwendig.

▼ **Deutschen Funkamateuren** ist es gelungen, im 2-m-UKW-Band (Amateurband) 1500 km zu überbrücken.

▼ **Gegenwärtig** erzeugen mehr als 120 Fabriken in 15 Ländern Halbleiterprodukte. Die Gesamtproduktion an Halbleitern beträgt heute mehr als 100 Millionen Stück.

▼ **Schweden** hat bei der englischen Firma Marconi fünf Fernsehsender in Auftrag gegeben.

▼ **In England** ging der Anteil der TV-Empfänger mit 36-cm-Bildröhre am Gesamtabsatz 1958 um 8% auf 12% zurück, derjenigen mit 53-cm-Bildröhre um 3% auf 5%. Der Anteil der TV-Empfänger mit 43-cm-Bildröhre stieg um 11% auf 83%.

▼ **Die Marconi International** Marine Communication Co. hat von der polnischen Gesellschaft Centromor einen Auftrag über Schiffsfunkausrüstungen und Navigationsgeräte erhalten. Es handelt sich um Ausrüstungen für 24 Schiffe, die in der Volksrepublik Polen für Indonesien gebaut werden. Sie werden von polnischen Ingenieuren installiert, die in Chelmsford (England) in den Marconi-Werken an einem kurzen Ausbildungskurs teilnehmen werden.

▼ **4 Millionen Stück** japanischer Transistorgeräte sollen 1959 ausgeführt werden, davon 60% in die USA und 10% nach Kanada, wie die „Electronic Industries Association of Japan" mitteilt.

▼ **Der Vorsitzende** des Aufsichtsrates der Firma Electronic Industries Ltd. in Australien wandte sich gegen die Einfuhr von Transistorgeräten aus Japan, Westdeutschland und den Niederlanden. Aus diesen Ländern seien 1958 50 000 Geräte in Australien eingeführt worden, wobei der weitaus größte Teil auf Japan gefallen sei. Diese Importe bedeuteten eine ernste Bedrohung der australischen Industrie. Die australische Industrie sei qualitätsmäßig mit Japan in jeder Hinsicht auf gleichem Niveau, könne aber nicht mit den wesentlich geringeren japanischen Löhnen konkurrieren.

▼ **Um einem dringenden Bedürfnis** abzuhelfen, stellt die westdeutsche Firma Hennel & Co., K.G., Gartenzwerge mit Musik her. Verstärker und Lautsprecher im Gartenzwerg sind wetterfest und wassergeschützt. Zwei Drittel der musikalischen Gartenzwerge-Produktion geht nach den USA.

Kein Magnetfeld des Mondes!

Nach der ersten Auswertung der wissenschaftlichen Ergebnisse der 2. sowjetischen Mondrakete scheint der Mond kein Magnetfeld zu besitzen. Das in die Rakete eingebaute Magnetometer mit einer Empfindlichkeit in der Größenordnung von 60 γ [$1\,\gamma = 1 \cdot 10^{-5}$ Oersted $= \frac{1}{4\pi} \cdot 10^{-2}$ A/m (die Red.)] konnte keinerlei magnetische Einwirkungen feststellen. Damit in Einklang steht die Tatsache, daß die Messungen der Strahlungsintensität in der Nähe des Mondes keinen Strahlungsgürtel aus geladenen Teilchen ergaben. Dagegen weisen die Meßergebnisse an Teilchen ionisierten Gases auf die Möglichkeit hin, daß um den Mond eine Hülle aus ionisierten Gasen — eine besondere Mondionosphäre — existiert. Andererseits ergab eine erste Einschätzung, daß es zwischen Erde und Mond Gebiete gibt, in denen die Konzentration der ionisierten Teilchen weniger als 100 Teilchen/cm³ beträgt.

Visuelle Beobachtungen und Fotos der Mondoberfläche, die zu der in Frage kommenden Zeit in Schweden und Ungarn gemacht wurden, bestätigen die Landung der sowjetischen Rakete auf dem Mond. Durch Auswertungen der Ergebnisse wurde festgestellt, daß die letzte Stufe der Trägerrakete ebenfalls auf der Mondoberfläche gelandet ist.

Ein neuer amerikanischer Erdsatellit wurde am 18. 9. 1959 von einer dreistufigen „Vanguard"-Rakete auf seine Umlaufbahn getragen. Die Masse des neuen Erdsatelliten, der die Bezeichnung „Vanguard III" trägt, beträgt einschließlich Raketenendstufe 45 kg, die Masse der eingebauten Instrumente 22,5 kg. Sein Apogäum liegt bei 3700 km, sein Perigäum beträgt 500 km. Es sollen Messungen des Magnetfeldes der Erde, der Strahlungsgürtel, der Meteoritendichte, der ultravioletten Strahlen und der Temperaturen im Weltraum durchgeführt werden.

In den letzten 21 Monaten wurde insgesamt zehnmal versucht, Satelliten mit „Vanguard"-Raketen in den Raum zu schießen. Davon waren nur drei erfolgreich.

Nach Mitteilungen westlicher Presseorgane soll das Versuchsprogramm mit den „Vanguard"-Raketen nunmehr eingestellt werden.

Das Presseamt beim Ministerpräsidenten teilt mit:

Ab 7. Okober 1959, dem 10. Jahrestag der Gründung der Deutschen Demokratischen Republik, strahlte der Fernsehsender Schwerin, nachdem der Versuchsbetrieb abgeschlossen war, sein Programm mit erhöhter Sendeleistung aus. Für diesen Sender steht eine 260 m hohe Sendeantenne zur Verfügung. Dadurch werden die Möglichkeiten für den Fernsehempfang vor allem in den bisher mangelhaft versorgten Gebieten des Mecklenburger Raumes verbessert. Ostwärts von Schwerin wird der Anschluß an den Bereich des Fernsehsenders Marlow und südlich an den Bereich des Fernsehsenders Brocken geschaffen.
Auf dem Brocken wurde im Zusammenhang mit der Modernisierung der Sendeanlagen eine neue Antenne errichtet, die ebenfalls am 7. Oktober in Betrieb genommen wurde.

Den Versuchsbetrieb aufgenommen hat in Leipzig ein neuer moderner Fernsehsender aus der Produktion unserer volkseigenen Betriebe. Entsprechend den internationalen Vereinbarungen strahlt der Sender das Programm des Deutschen Fernsehfunks auf Kanal 9 aus und schafft damit Voraussetzungen für bessere Empfangsverhältnisse im Bezirk Leipzig und den angrenzenden Gebieten. Der zur Zeit noch auf Kanal 4 arbeitende Leipziger Fernsehsender wird seine Tätigkeit fortsetzen, bis der neue Sender den Versuchsbetrieb abgeschlossen hat und die Fernsehempfänger und Antennen umgestellt sind. Über die Umstellung ihrer Antennen und Geräte werden die Fernsehteilnehmer rechtzeitig durch die Tagespresse informiert.

Konferenz über industrielle Anwendung von Atomstrahlen

Die Internationale Atomenergie-Agentur (IAEA) hielt kürzlich in Warschau eine Konferenz über die Anwendung der Atomstrahlen in der Industrie, insbesondere in der chemischen Industrie, ab. An den Beratungen nahmen 200 Wissenschaftler, Ingenieure und Technologen aus 30 Ländern teil. Die Konferenz, die die erste derartige Veranstaltung in internationalem Rahmen zur friedlichen Ausnutzung der Atomstrahlung war, wurde im Namen der Regierung der Volksrepublik Polen von dem Stellvertretenden Ministerpräsidenten Piotr Jaroszewicz begrüßt. Er teilte dabei mit, daß die Volksrepublik Polen beabsichtige, einen zweiten Atomreaktor zu errichten, der insbesondere der friedlichen Anwendung der Atomenergie auf dem Gebiet der Radiochemie dienen soll. Polen besitzt bereits zwei Atomforschungszentren: einen Reaktor in Swierk und ein Zyklotron in Krakow. Beide Einrichtungen waren von der Sowjetunion geliefert worden.

Die Koreanische Volksrepublik hat mit der Sowjetunion ein Abkommen abgeschlossen, wonach die UdSSR Korea technische Hilfe beim Bau eines Atommeilers für Forschungszwecke leisten wird. Die Sowjetunion wird Nordkorea ferner bei der Errichtung von Laboratorien für Kernphysik und Isotope sowie eines Betatrons und einer Kobaltanlage unterstützen. Sie wird ebenfalls bei der Ausbildung von Experten Hilfe leisten.

Über die Auswirkungen amerikanischer Kernversuche auf das erdmagnetische Feld berichtet die amerikanische Fachzeitschrift „electronics" vom 14. 8. 1959. Durch die Explosion zweier amerikanischer Kernbomben in großen Höhen, die zur Nachtzeit stattfanden, wurde die obere Atmosphäre in einer Entfernung von 2000 km so stark ionisiert, daß die Intensität der Tageszeit erreicht wurde. Dadurch entstanden elektrische Ströme, die zeitweilig das magnetische Feld der Erde veränderten. Diese künstlich erzeugten Ströme dauerten länger als eine halbe Stunde nach der Explosion der Kernwaffen an.

Die Tunneldiode

Bei RCA und der General Electric der USA befindet sich ein neues Halbleiterbauelement in Entwicklung, dessen Prinzipien zuerst von dem japanischen Wissenschaftler Esaki beschrieben wurden. Es handelt sich um eine Diode, von der man erhebliche Verstärkung noch bis zu Frequenzen von 10 000 MHz erwartet. Die Leistungsaufnahme soll dabei weniger als 1% von der eines Transistors betragen.
Die Diode besteht aus einer p-n-Verbindung, wobei die „Verunreinigungen" des Materials größer sind als bei einer Diode herkömmlicher Bauart und die Grenzschicht zwischen den p- und n-Sektionen besonders dünn gemacht wird. Eine niedrige Vorspannung wird an die Diode gelegt. Wenn diese Spannung erhöht wird, nimmt der Strom schneller zu, als es der üblichen Diodentheorie entspricht. Elektronen, die normalerweise nicht über genügend Energie verfügen, um „über" die Grenzschicht zu kommen, „bohren" sich durch. Bei weiterer Erhöhung der Vorspannung läßt dieser Bohr- oder Tunneleffekt nach, und die Diode verhält sich mehr und mehr in konventioneller Weise. Dies führt mit zunehmender Spannung zu abnehmendem Strom. Bei weiterer Erhöhung der Spannung fließt der Strom in normaler Weise. Die Strom-Spannungskurve der Diode besitzt also einen Abschnitt mit negativem Widerstand. Die Diode kann daher sowohl als Verstärker wie auch als Oszillator benutzt werden.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

8. JAHRGANG · 2. OKTOBERHEFT 20 1959

KLAUS K. STRENG

Was erwarten wir vom modernen Autoempfänger?

Während die Netzempfänger unserer Rundfunkindustrie international konkurrenzfähig sind und auch auf dem Gebiet der Batterieempfänger nunmehr ein gewisses Angleichen an den Weltstand zu sehen ist („Stern", „Sternchen"), besteht eine ernsthafte Lücke auf dem Sektor Autoempfänger. Im folgenden sollen die technischen Merkmale eines modernen Autoempfängers erörtert und zur Diskussion gestellt werden.

Bereits Ende der dreißiger Jahre erreichte die technische Entwicklung des Autoempfängers einen gewissen Abschluß [1]. In Deutschland wurden meist Röhren der 11er Serie verwendet, während im westlichen Ausland oft die „Rote Serie" (Philips) oder US-Typen bevorzugt wurden. Die Geräte waren ohne Ausnahme Überlagerungsempfänger, bevorzugt ausgerüstet mit HF-Vorstufe (EF 11, EF 13, EF 8 usw.) zwecks Steigerung der Empfindlichkeit und mit Gegentakt-B-Endstufe im Interesse eines guten Wirkungsgrades. Die Gewinnung der Anodengleichspannung für die Röhren erfolgte mit Hilfe eines (mechanischen) Zerhackers. Die hochtransformierte Wechselspannung wurde durch ihn oder durch eine indirekt geheizte Hochvakuumröhre (EZ 11) gleichgerichtet (Bild 1).

Damit lag der Heizstrombedarf bei 6 V mit etwa 2 A (einschl. Skalenbeleuchtung) fest. Unter Zugrundelegung eines Zerhackerwirkungsgrades von etwa 60% ließ sich der Strombedarf für die Anodengleichspannungsversorgung kaum unter 2,5 A herunterdrücken, so daß die Autobatterie (bei 6 V) insgesamt mit 4,5 A oder mehr belastet wurde.

Obwohl diese Belastung nicht zu vernachlässigen ist, waren doch bereits Batterie und Lichtmaschine eines Kleinwagens durchaus in der Lage, die für den Betrieb des Empfängers notwendige Energie zu liefern.

Der schwächste Punkt des Vorkriegs-Autoempfängers war der mechanische Zerhacker. Seine Störanfälligkeit und seine geringe Lebensdauer bereiteten dem Techniker — und dem Besitzer des Gerätes! — große Sorgen. Der Entwicklungsingenieur wurde zu aufwendigen Entstörungsmaßnahmen gezwungen, um besonders bei kleinen Senderfeldstärken HF-Störungen durch den Zerhacker zu unterdrücken.

Erst mit der Entwicklung, die seit etwa 1950 einsetzte, ergaben sich neue Schaltungsmöglichkeiten für den Autoempfänger, wobei allerdings die an ihn gestellten Forderungen — wie überall — ebenfalls gewachsen sind.

Die Wellenbereiche

Während der „klassische" Autoempfänger ausschließlich für den Empfang amplitudenmodulierter Rundfunksender eingerichtet war, besteht heute allgemein der Wunsch, auch die frequenzmodulierten UKW-Sender empfangen zu können. Die Ursache hierfür liegt beim Autosuper weniger in der Überlegenheit der Breitband-FM in bezug auf die Güte ihrer

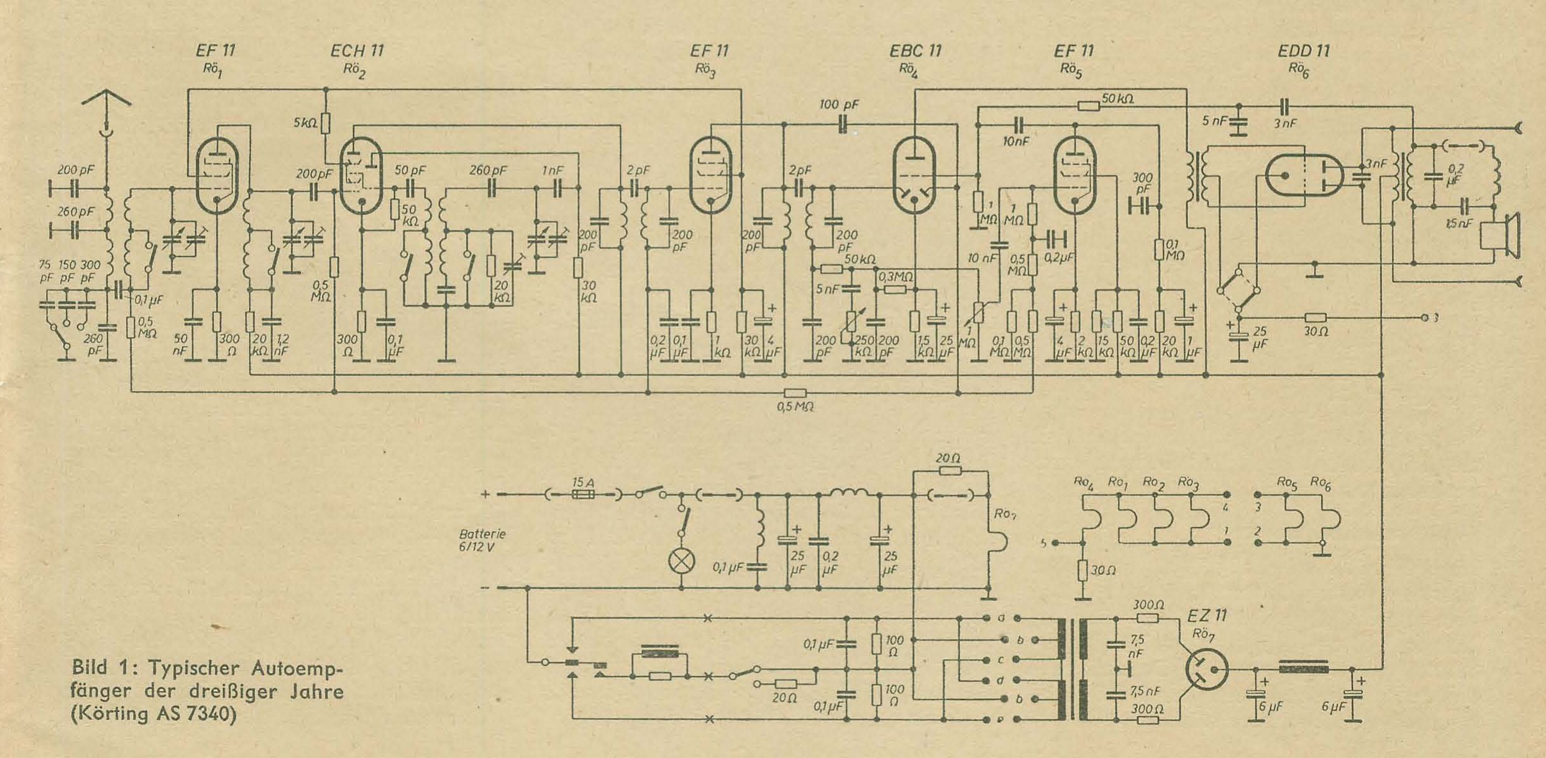


Bild 1: Typischer Autoempfänger der dreißiger Jahre (Körting AS 7340)

Modulation, als vielmehr in der Überbelegung des Mittelwellenbereiches, die einen störungsfreien Empfang nach Einbruch der Dämmerung nur beim Ortssender — soweit vorhanden — ermöglicht. Kurzwelle dürfte nur für Exportausführungen von Interesse sein, da durch den Schwund in diesem Wellenbereich keine gleichbleibenden Empfangsbedingungen gewährleistet sind. An den Schwundausgleich des Autoempfängers müssen übrigens härtere Bedingungen gestellt werden als beim Heimempfänger, da die während der Fahrt wechselnden Bodenverhältnisse große Feldstärkeschwankungen verursachen.

Auf Langwelle sollte nicht ohne weiteres verzichtet werden, da sie stabilere Empfangsverhältnisse bietet als alle anderen Bereiche.

Die Schaltung

Aus verschiedenen Gründen ergibt sich, daß eine HF-Vorstufe auch bei AM vor der Mischstufe unbedingt erwünscht ist: Die effektive Höhe einer Autoantenne ist sehr gering, die Forderungen in bezug auf Vorselektion und Empfindlichkeit größer als beim stationären Empfänger. Der Empfang im Kraftwagen findet unter den verschiedensten Bedingungen statt: Im Nahfeld eines oder mehrerer Großsender, in Bezirken, die weitab vom Sender liegen, und in denen zudem die Feldstärke durch Bodenerhebungen, Gebäude, Brücken usw. weiter verringert wird.

An die Stabilität des Oszillators müssen sowohl in elektrischer als auch in mechanischer Hinsicht hohe Forderungen gestellt werden, um ein Verstimmen des eingestellten Senders zu verhindern (induktive Abstimmung, da Drehkondensatoren erschütterungsempfindlich). Es ist deshalb verständlich, wenn die internationale Entwicklung eine automatische Nachstimmeinrichtung im UKW-Bereich bevorzugt.

Die sonstigen Forderungen an die Schaltung des modernen Autoempfängers leiten sich aus der Tatsache ab, daß der mechanische Zerhacker möglichst umgangen werden soll. Die verschiedenen prinzipiell möglichen Auswege sollen deshalb kurz betrachtet werden.

Geräte mit Transverter

Die Halbleitertechnik legt den Gedanken nahe, den mechanischen Zerhacker durch eine gleichwertige elektronische Einrichtung zu ersetzen. Ein oder zwei in Gegentakt geschaltete, aus der Batterie gespeiste Transistoren zerhacken den Gleichstrom. Nach Herauftransfornieren der so

Bild 2: Transverter für gemischt bestücktes Gerät (Blaupunkt „Frankfurt TR Q")

Tabelle 1

	EBF 83		ECC 86		ECH 83				EF 97		EF 98	
Verwendung	HF°, D		O, M, K		O		M		HF°		ZF, NF	
U_a in V	6,3	12,6	6,3	12,6	6,3	12,6	6,3	12,6	6,3	12,6	6,3	12,6
I_a in mA	0,12	0,45	0,9	2,5	0,3	0,75	0,05	0,17	0,8	2,5	0,5	1,85
U_{g2} in V	6,3	12,6					6,3	12,6	3,7	6,3	3,7	6,3
I_{g2} in mA	0,04	0,14					0,08	0,3	0,3	0,9	0,17	0,55
R_i in kΩ	650	1000	5,5				1300	1500	70	100	80	200
S in mA/V	0,45	1	2,6	4,6	0,8	1,4	0,09[1]	0,22[1]	0,9	1,8	0,9	2

Die Gittervorspannung wird bei diesen Röhren durch Gitteranlaufstrom gewonnen.

[1]) Überlagerungssteilheit S_c.

entstandenen Wechselspannung erfolgt die Gleichrichtung in Halbleiterdioden (Bild 2). Die Vorteile dieser Anordnung bzw. ihre Überlegenheit gegenüber dem mechanischen Zerhacker sind zur Genüge bekannt [2], es soll hier nur die außerordentlich lange Lebensdauer dieser Transverterschaltungen erwähnt werden. Der nächste Schritt besteht dann im Ersatz der Röhrenendstufe durch eine geeignete Transistorschaltung. Der Transverter braucht dann nur noch die Anodenbetriebsspannung für die Anfangstufen des Gerätes zu liefern. Da diese wenig Strom benötigen, erreichen derartige Empfänger einen relativ hohen Wirkungsgrad (NF-Erdleistung/Batterieleistung).

Derartige Schaltungen von Autosupern hatten sich in einigen Ländern allgemein in den letzten Jahren durchgesetzt. Diese Lösung ist jedoch vom technischen Standpunkt nicht konsequent, da die Verwendung von Transistoren den Gedanken nahelegt, diese Halbleiterbauelemente in allen Stufen des Gerätes zu verwenden und somit auf den Transverter zu verzichten.

Der volltransistorische Empfänger

Die Entwicklung der Halbleitertechnik im Weltmaßstab ermöglicht heute ohne weiteres den Aufbau von Rundfunkempfängern, die vollständig mit Transistoren bestückt und gleichzeitig den röhrenbestückten Geräten in ihrer technischen Leistung absolut ebenbürtig sind. Dies gilt sowohl für die AM-Bereiche Mittel- und Langwellen als auch für den Ultrakurzwellenbereich. Wenn sich diese volltransistorisierten Empfänger bisher nicht generell durchsetzten, so liegt dies daran, daß sie aufwendiger und teurer sind als gemischtbestückte Empfänger.

Dennoch gibt es heute in der Poduktion einiger hoch industrialisierter Länder Transistor-Autosuper [3], die sich in ihrer Preislage nicht mehr viel von einem ebenbürtigen röhrenbestückten Gerät unterscheiden. Als hauptsächliches Argument gegen die Verwendung von Transistoren im Autoempfänger wird ihre geringe thermische Belastbarkeit (bei Ge--Transistoren) angeführt: In heißen Ländern erreicht die Temperatur im parkenden Kraftwagen mühelos 60···70° C.

Geräte mit Niedervoltröhren

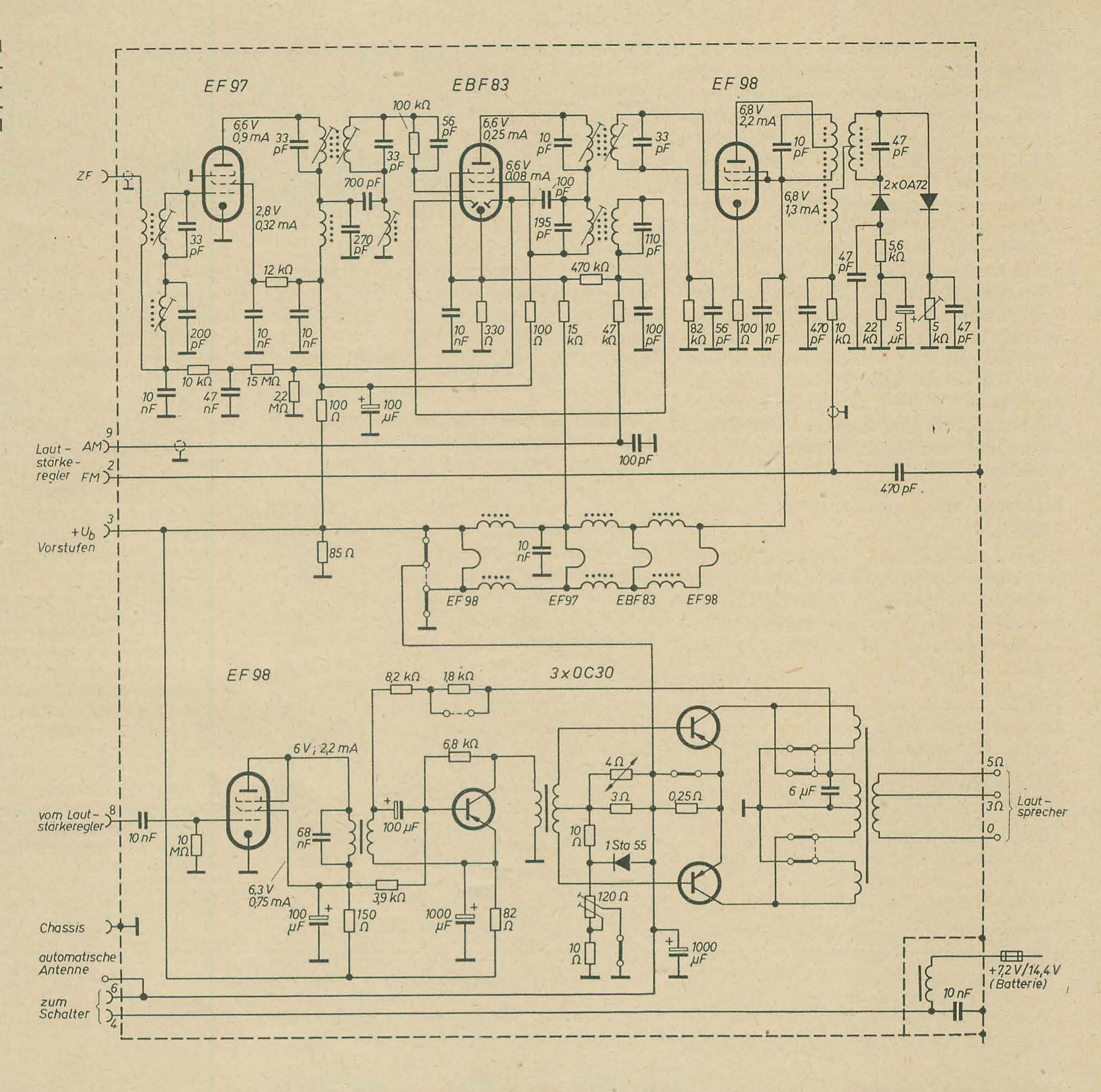
Niedervoltröhren erhalten ihre Anodenbetriebsspannung unmittelbar aus der Wagenbatterie, arbeiten also mit U_b = 6 bzw. 12 V. Diese für manchen im ersten Moment unvorstellbare Tatsache ist jedoch nicht so sensationell, wie es aussieht. Bereits vor vielen Jahren wurde anhand üblicher Röhren festgestellt, daß diese bei sehr kleinen Anodenspannungen oft noch überraschend gute Betriebseigenschaften aufweisen. Amerikanische Ingenieure entwickelten während des zweiten Weltkrieges einen Langwellen-Bordempfänger, der mit den Röhren 6 E 8, 6 SK 7, 6 SQ 7 und 25 L 6 bestückt war. Er wurde unmittelbar aus der 24-Volt-Anlage des Flugzeuges betrieben und bewährte sich ausgezeichnet.

Die in dieser Richtung fortgesetzten Entwicklungsarbeiten führten zur Schaffung einer ganzen Röhrenreihe, die speziell für den Betrieb mit sehr kleinen Anodenspannungen bestimmt ist [4]. Diese Typen sind in einigen westeuropäischen Ländern bereits erhältlich und ihre Produktion in der DDR dürfte nur eine Frage der Zeit sein.

Wie aus den wichtigsten technischen Daten dieser Röhren [5] (Tabelle 1) ersichtlich, läßt sich mit ihnen der gesamte HF- und ZF-Teil des Autoempfängers bestücken. Im Niederfrequenzteil erweist sich die Verwendung von Transistoren als überlegen, schon allein deshalb, weil man die zur Erzielung einer Sprechleistung von 3···4 W notwendigen hohen Ströme bei derart kleinen Anodenspannungen in einer Hochvakuumröhre nicht erzeugen kann (Bild 3).

Obwohl der gemischtbestückte Empfänger mit Niedervoltröhren und Transistoren einen größeren Strom (etwa 3 A bei 6 V) aus der Wagenbatterie aufnimmt als

Bild 3: ZF- und NF-Teil eines modernen Autoempfängers mit Niedervoltröhren und Transistor-Endstufe (Philips „Paladin 581“)



das vergleichbare volltransistorisierte Gerät (etwa 1,5 A), setzt er sich im Weltmaß immer mehr durch [6, 7]. In letzter Zeit gehen allerdings viele Firmen von Niedervoltröhren wieder ab. Als Begründung wird angegeben, daß die Stabilität der Röhrendaten bei Schwankungen der Speisespannung nicht gewährleistet sei.

Wird der Transistor die Röhren verdrängen?

Der echte Kompromiß des gemischtbestückten Empfängers fordert die Diskussion über eine Frage heraus, die besonders in der populärwissenschaftlichen Literatur oft falsch beantwortet wird. Bedauerlicherweise vertreten Nichtfachleute in letzter Zeit zunehmend die Ansicht, daß „man heutzutage alles mit Transistoren“ machen könne und daß die Elektronenröhren „praktisch überholt“ seien. Dies ist grundfalsch, und es lohnt sich gerade anhand des Autoempfängers zu untersuchen, warum.

Auch in industriell hochentwickelten Ländern wie der UdSSR, den USA und Westdeutschland ist die Halbleiterindustrie zur Zeit nicht in der Lage, rein stückzahlmäßig die Röhre auf allen Gebieten zu ersetzen. Dazu kommt, daß der Anwendung der Transistoren zur Zeit noch eine relativ enge technische und wirtschaftliche Grenze gesetzt ist.

Eine planmäßige Entwicklung wird also darauf abzielen, die Röhren dort durch Transistoren zu ersetzen, wo dies vordringlich ist. Das ist vor allem in Geräten der Fall, wo es auf geringen Energiebedarf ankommt, also insbesonders bei ortsveränderlichen Geräten aller Art. Dazu rechnen neben kommerziellen Geräten auch tragbare Rundfunkempfänger, weniger der Autosuper und keinesfalls der Heimempfänger, soweit ein Energieversorgungsnetz vorhanden ist. Es ist anzunehmen, daß im Zuge der technischen Weiterentwicklung die Elektronenröhre zunehmend auf allen Gebieten durch Halbleiterbauelemente ersetzt wird, jedoch ist dies keine aktuelle Frage. Der Versuch ihrer Beantwortung führt unweigerlich zu Spekulationen, da sich die weitere Entwicklung der Halbleitertechnik zur Zeit nur ahnen läßt.

Aus diesem Grund stellt die Lösung des gemischtbestückten Autoempfängers für den Publikumsbedarf zur Zeit eine technisch vernünftige Lösung dar[1]).

Rückschlüsse auf den derzeitigen Entwicklungsstand unserer Autoempfänger

Die Betrachtung des derzeitigen Angebotes an Autoempfängern unserer Rundfunkindustrie führt zu dem eindeutigen Schluß, daß diese in keiner Weise dem heutigen Stand der Technik entsprechen. Seit Jahren ist der Autoempfänger vom Typ „Schönburg“ [8] das einzige Gerät auf unserem Markt. Es handelt sich bei ihm um einen röhrenbestückten 7-Kreiser für Mittel- und Langwelle, dessen Endstufe mit einer 12-W-Pentode und dessen Stromversorgungsteil mit einem selbstgleichrichtenden Zerhacker ausgerüstet ist. Sieht man von der Noval-Röhrenbestückung ab, so ergibt sich, daß dieses Gerät bestenfalls der Technik der Vorkriegszeit entspricht. In bezug auf die Endstufe war sogar die seinerzeitige Röhre EDD 11 der EL 84 (im Autoempfänger) überlegen, da der Gegentakt-B-Betrieb der ersteren wirtschaftlicher ist.

Besonders für den Export ist der „Schön-

[1]) Interessant ist die in jüngster Zeit bekanntgewordene Tendenz, tragbare Transistorempfänger durch geeigneten Anschluß im Auto zu verwenden.

burg“ nicht mehr zu verwenden. Diese Frage muß in Zusammenhang mit dem Stand unserer Kraftfahrzeugentwicklung gesehen werden: Ein moderner Autoempfänger gehört nun einmal zu einem modernen Kraftwagen! Aus diesem Grund stellt das Fehlen eines dem heutigen technischen Stand entsprechenden Autoempfängers ein größeres volkswirtschaftliches Problem dar, als man im ersten Moment vermutet.
Selbstverständlich liegt dies nicht an einer eventuellen Kurzsichtigkeit oder Selbstzufriedenheit der Entwicklungsingenieure unserer gerätebauenden Industrie. Die Ursache ist vielmehr im Fehlen der notwendigen Bauelemente, besonders der Transistoren zu suchen. Diese Lücke läßt sich zunächst nicht ohne Import schließen.

Forderungen an einen modernen Autoempfänger

Eine Analyse der fortgeschrittensten Technik auf diesem Gebiet liefert einige konkrete Schlußfolgerungen für die an zukünftige Entwicklungen unserer volkseigenen Industrie zu stellende Forderungen:

Bereiche: Unbedingt M und UK, erwünscht L und evtl. K,
Anzahl der Kreise: 7 für AM; 9, besser 11, für FM,
Gedruckte Schaltung (wichtig, da erschütterungsunempfindlich),
Induktive Abstimmung,
Automatische Scharfabstimmung bei UKW,
Automatik-Abstimmung bei Luxusausführung,

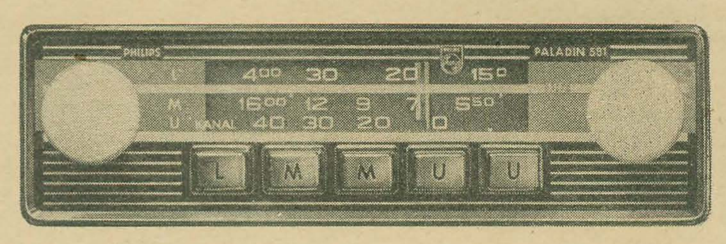


Bild 4: Vorderansicht des HF-Teils eines modernen Autoempfängers (Philips „Paladin 581“)

Gemischte Bestückung, Stromversorgung ohne mechanische Zerhacker,
Angleich an die international üblichen Einbaumaße,
Bedingt tropenfeste Ausführung.

Diese groben Richtlinien sind in dem Standardisierungsprogramm der VVB Rundfunk und Fernsehen bereits in vielen Punkten berücksichtigt [radio und fernsehen 12 (1959) S. 362]. In ihm fällt vor allem die großzügige Planung dreier verschiedener Typen Autoempfänger auf, wobei sich dem Fachmann die Frage aufdrängt, ob wir uns diese Großzügigkeit im Moment leisten können. Die Realisierung des Projektes wird vor allem davon abhängen, wie weit es unserer Industrie gelingt, diese Empfänger weitgehend mit standardisierten Bauteilen bzw. Baugruppen aufzubauen. Es soll nicht verschwiegen werden, daß noch zwei Jahre vergehen werden, bis die geplanten Maßnahmen sich im Angebot unseres Handels auswirken werden. Bis dahin bestehen also wenig Aussichten auf eine Änderung der unbefriedigenden Situation auf dem Sektor Autoempfänger. Es ist jedoch erfreulich, daß die derzeitge Arbeitsweise der VVB Rundfunk und Fernsehen den optimistischen Schluß rechtfertigt, daß sie ihr großes Standardisierungsvorhaben auch wirklich durchführt. Daß ihr dies nur gelingen kann unter Einbeziehung weiter Kreise von Werktätigen des eigenen und kooperierender Industriezweige auf dem Wege einer echten sozialistischen Gemeinschaftsarbeit, sei nur der Vollständigkeit halber erwähnt.

Literatur

[1] Empfänger-Schaltungen der Radio-Industrie; Deutscher Funk-Verlag 1949 bzw. Fachbuchverlag Leipzig 1957
[2] Ing. Karl Belter: Gleichspannungswandler mit Transistoren; radio und fernsehen 6 (1959) S. 172···175
[3] Amerikanischer Volltransistor-Autosuper; radio und fernsehen 22 (1957) S. 710
[4] Fritz Kunze: Röhren für extrem niedrige Betriebsspannungen; radio und fernsehen 11 (1957) S. 355···356
[5] Telefunken GmbH: Taschenbuch für Röhren und Halbleiter 1959
[6] G. M. Miller: Conception des récepteurs „hybrides“; Toute la Radio 1 u. 2. (1958); S. 8···12 u. 60···62
[7] Werner W. Diefenbach: Autoempfänger 1959 — Entwicklungstendenzen und interessante Neuerungen; Funk-Technik 8 (1959) S. 236···238
[8] Ing. Wolfgang Kaltwasser: Autosuper „Schönburg“; radio und fernsehen 10 (1958) S. 318···320

Mitteilung aus dem VEB Fernmeldewerk Leipzig

Ing. KURT GENGELBACH

KB 100 in neuer Baustufe

Das Tonbandgerät KB 100 [siehe radio und fernsehen 18 (1958)] wird jetzt vom VEB Fernmeldewerk Leipzig in einer neuen Ausführung als KB 100 II gefertigt (siehe Titelbild).
Bei dem neuen Gerät wurden die wesentlichsten Konstruktionsmerkmale der ersten Baustufe beibehalten. Im folgenden wird deshalb nur auf einige bemerkenswerte Änderungen und Verbesserungen des Typs KB 100 II eingegangen.
Die bereits seit einiger Zeit in der Baustufe I eingeführte gewichtsabhängige Glas-Filz-Kupplung hat sich gut bewährt. Sie wurde deshalb auch im KB 100 II verwendet.
Durch exaktes Zentrieren des Läufers im Motor und Verstiften der Lagerschalen wurde der elektrische Antrieb unempfindlicher gegen Spannungsschwankungen. Das Fernmeldewerk Leipzig garantiert den Synchronlauf des Motors bei 10% Über- oder Unterspannung (laut VDE-Vorschrift ± 5%).
Im KB 100 II wird ein neuer kombinierter Sprech- und Hörkopf „multioktav“ verwendet. Er besitzt einen Arbeitsspalt, der kleiner ist als 0,003 mm (früher 0,005···0,007 mm).
Der „multioktav“ besteht aus lamellierten E3-Blechen nach DIN 41301 mit einer Stärke von 0,2 mm. Die Blechpakete sind mit Epoxydharz geklebt, so daß sie auf genaue Maße bearbeitet werden können.
Der Kombikopf ist steckbar ausgeführt, damit er bei evtl. Abschliff nach längerer Betriebsdauer leicht ausgewechselt werden kann. Außerdem lassen sich die Testmessungen des Verstärkers ohne großen Aufwand durchführen. Um eine gute Kontaktgabe zu gewährleisten, sind die Kontaktstifte vergoldet.
Besondere Sorgfalt wurde auf die Abschirmung gelegt, was sich vorteilhaft auf den Störspannungsabstand auswirkt.
Die neue Schaltung sieht anstelle der bisherigen Endröhre EL 84 die Endpentode EL 95 vor, die sich durch eine geringere Verlustleistung auszeichnet. (Der Heizstrom der neuen Röhre beträgt nur 0,2 A gegenüber 0,76 A der früheren Röhre.) Da die EL 95 gleichzeitig auch zur Erzeugung der Hochfrequenz dient, konnte eine Röhre (EC 92) eingespart werden. Ferner wird eine höhere Hochfrequenzleistung erreicht, die sich günstig auf den Klirrfaktor auswirkt. Die Gesamterwärmung des Gerätes konnte durch diese Maßnahme herabgesetzt werden.
Obwohl die EL 95 eine kleinere NF-Leistung besitzt, entstehen für das Gerät keine Nachteile, da die Schallabstrahlung durch einen Lautsprecher mit besserem Wirkungsgrad, durch günstigere Anpassung und Einbau einer kleinen Schallwand wesentlich verbessert werden konnte, so daß die Lautstärke bei der Wiedergabe jetzt sogar größer ist als früher. Im übrigen soll der eingebaute Lautsprecher auch nur zur Kontrolle dienen. Zur hochwertigen Wiedergabe der aufgenommenen Musikstücke wird der Anschluß eines Rundfunkempfängers über eine Diodenbuchse empfohlen. Eine getrennte Höhen- und Tiefenregelung bei der Wiedergabe über den eingebauten Lautsprecher oder einen anschaltbaren

Technische Daten

Bandgeschwindigkeit: 9,5 cm/s und 4,75 cm/s

Laufzeit bei Normalband:
2×45 min; 2×90 min

Laufzeit bei Langspielband:
2×60 min; 2×120 min

Frequenzbereich (bei CH-Band):
60 Hz ... 10 kHz; 60 Hz ... 5 kHz

Spurlage: Doppelspur nach intern. Norm

Bandsorte:
CH-Band (Agfa-Wolfen), ähnliche Bänder können verwendet werden

Bandlänge:
Normalband = 240 m
Langspielband = 350 m

Bandspule: max. 150 mm ∅ nach DIN 45514

Mikrofoneingang: 1 MΩ

Rundfunkeingang: 1 MΩ

mind. Eingangsspannung für Vollaussteuerung:
3 ... 5 mV

Ausgänge:
a) etwa 1 V an 4 Ω (2. Lautsprecher)
b) ≧ 250 mV bei Abschluß mit 500 kΩ (Diodenanschluß)

Löschung und Vormagnetisierung: ≈ 75 kHz

Aufnahme und Wiedergabe:
über einen kombinierten Sprech- und Hörkopf. Wiedergabe durch eingebauten Verstärker und eigenen Lautsprecher oder über angeschlossenes Rundfunkgerät. Ein 2. Lautsprecher oder Kopfhörer kann angeschlossen werden

Löschung:
automatisch bei Aufnahme (abschaltbar)

Anschluß von Mikrofonen:
Kondensatormikrofon mit, dynamisches und Kristallmikrofon ohne Verstärker

Anschluß eines Rundfunkgerätes:
über Diodenausgang für Aufnahme und Wiedergabe (nach DIN 41524) durch ein gemeinsames Verbindungskabel

Bandausschalter:
automatisch bei Bandriß oder Bandende wirkend

getrennte Höhen- und Tiefenregelung:
bei Wiedergabe über eingebauten und einen 2. Lautsprecher wirksam

Misch- und Überblendmöglichkeit:
für Sprache und Musik durch getrennte Eingangsregler

Trickaufnahme:
durch einschaltbare Löschsperre

Aussteuerungsanzeige:
mittels Magischer Waage. Einstellmöglichkeit der Aussteuerung auch bei stehendem Band

Bandstellenanzeige:
ist eingebaut (mit Nullrückstellknopf)

Bandantrieb:
indirekter Schwungradantrieb durch polumschaltbaren Synchronmotor mit asynchronem Anlauf

Frequenzgang: nach DIN 45511

kubische Verzerrung bei Vollaussteuerung:
≦ 5%

Fremdspannungsabstand: ≧ 40 dB

Amplitudenmodulation: ≦ 15%

kurzzeitige Geschwindigkeitsschwankungen:
≦ 0,5% bzw. 0,6%

Leistungsaufnahme: etwa 70 VA

Betriebsspannungen:
110/127/155/220 V ± 10%, 50 Hz

Röhrenbestückung:
2×ECC 83, EM 83, EL 95
Trockengleichrichter

Abmessungen des Gerätes in mm:
360×300×160

Gewicht mit Tasche: 13 kp

mitgeliefertes Zubehör:
Netzkabel, Verbindungsleitung, Leerspule, Vollspule mit CH-Band, Ersatzsicherungen, Zwergglühlampe, Schutzhülle mit Tragriemen (Abänderung der Zubehörbestückung bleibt vorbehalten)

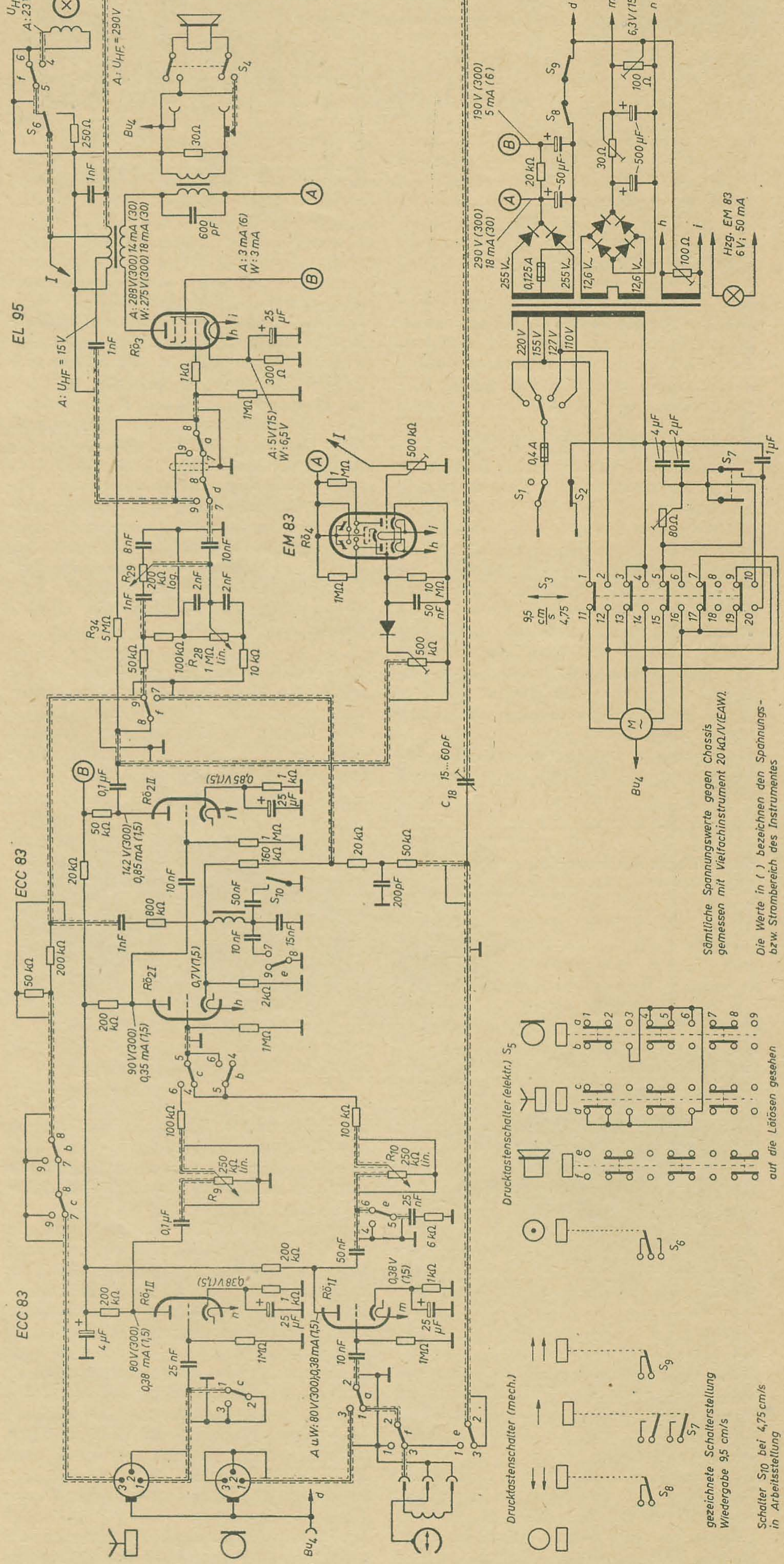


Bild 1: Schaltbild des KB 100 II ►

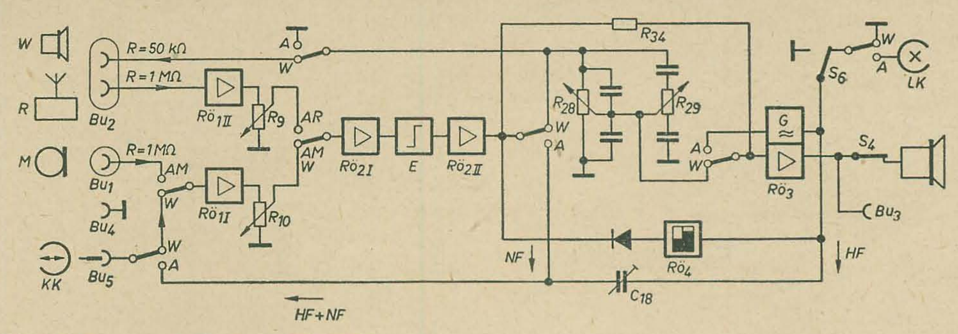


Bild 2: Prinzipschaltbild des KB 100 II

Zweitlautsprecher bietet einen zusätzlichen Gewinn im Bedienungskomfort. Ferner konnte der Störspannungsabstand noch dadurch erhöht werden, daß die Eingangsröhre mit Gleichstrom geheizt wird.
Auch die gleichartige Ausführung der Eingangskreise für Mikrofon- und Rundfunkaufnahme wirkt sich im Betrieb vorteilhaft aus.
Die Wirkungsweise der elektrischen Schaltung (Bild 1) ist bei Betrachtung des Übersichtschaltbildes (Bild 2) leicht verständlich. Es ist jetzt nicht nur für den Mikrofoneingang, sondern auch für die Rundfunkaufnahme eine Vorverstärkung (Röhre 1 I und 1 II) vorhanden. Es lassen sich jetzt auch Rundfunksendungen aufnehmen, die etwas schwächer einfallen (Rundfunkeingangsspannung 3···5 mV gegen früher 7···7,5 mV).
Die Eingangsempfindlichkeit für das Mikrofon wurde ebenfalls auf etwa 5 mV

Bild 3: Komikopf „multioktav" des KB 100 II

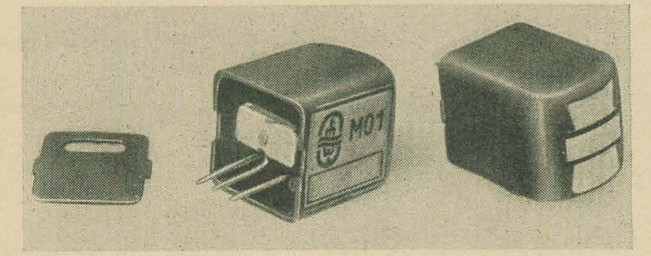
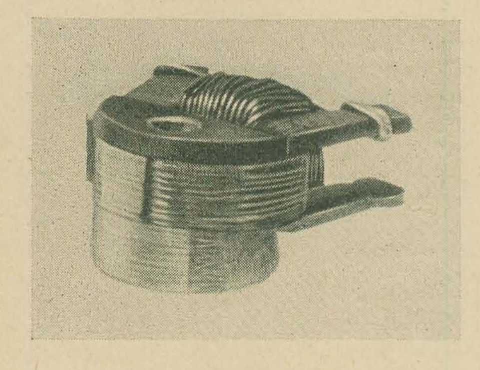


Bild 4: Löschkopf des KB 100 II



festgelegt. Hierdurch ergibt sich eine bessere Mischmöglichkeit und Anpassung an das normalerweise benutzte Kristallmikrofon Typ KMT St 7055 vom VEB Funkwerk Leipzig.
Auch der Anschluß eines dynamischen Mikrofons mit hochohmigem Ausgang, wie es in Kürze vom VEB Gerätewerk Leipzig geliefert werden wird, ist ohne weitere Vorverstärkung möglich.

Bei Anschluß eines Kondensatormikrofons ist ein zusätzlicher Verstärker notwendig. Dieser befindet sich jedoch normalerweise bereits im Mikrofon selbst.
Die Eingangsregler R_9 und R_{10} sind hinter den Eingangsverstärkern angeordnet. Nach Drücken der Aufnahmetasten gestatten die beiden Regler eine getrennte und gleichzeitige Einstellung bzw. Mischung der Rundfunk- und Mikrofonaufnahmen. Da beide Eingänge im wesentlichen gleich sind, lassen sich durch den Anschluß von zwei Mikrofonen oder zwei Rundfunkgeräten bzw. anderer Tonwiedergabegeräte wirkungsvolle Effekte erzielen.

Der Verstärkerteil ($Rö_{1I}$) wird in der gezeichneten Stellung auch zur Vorverstärkung bei der Wiedergabe herangezogen. Dem Regler R_{10} fällt demnach noch als Aufgabe die Einstellung der abgenommenen und verstärkten Spannung zu.

Im anschließenden zweistufigen Verstärker ($Rö_{2\,I}$ und $Rö_{2\,II}$) erfolgt eine weitere Verstärkung der Wiedergabe- und Aufnahmespannungen und ein Ausgleich der durch die dazwischenliegenden Entzerrerschaltung entstehenden Verluste.
Der Entzerrer ist auf eine Zeitkonstante von 200 μs eingestellt und dadurch dem üblichen CH-Band angepaßt. Bei Verwendung eines Spezialbandes kann durch Auswechseln der Entzerrerbauelemente auch die Entzerrung 100 μs eingestellt werden.
Die Anpassung des Frequenzganges in der Aufnahme- oder Wiedergabestellung erfolgt durch Zu- oder Abschalten von Kondensatoren an einen im Katodenkreis liegenden Resonanzkreis und durch eine RC-Kombination in der Wiedergabeschaltung, die im Anodenkreis der Röhre 1 I liegt.
Im Prinzipschaltbild (Bild 2) sind die zur automatischen Anpassung des Entzerrers für Wiedergabe oder Aufnahme erforderlichen Schaltkontakte nicht dargestellt.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß der neue Verstärker bereits ein Frequenzband von 50···15000 Hz beherrscht.

Die zur Zeit noch erforderliche Beschneidung der oberen Frequenzen hat ihre Ursache nur in den Tonbändern. Eine Verbesserung der Qualität der Tonbänder wird jedoch angestrebt, so daß früher oder später auch bei den Bandgeschwindigkeiten von 9,5 und 4,75 cm/s der Frequenzbereich zur Verfügung steht, der jetzt nur bei größeren Bandgeschwindigkeiten gegeben ist.

Im Prüffeld wird der Verstärker mit Frequenzen bis zu 12000 Hz durchgemessen. Das Herstellerwerk gibt jedoch nur einen Frequenzbereich von 60···10000 Hz für das Gesamtgerät an. Der Frequenzgang hat bei 10000 Hz so gut wie keinen Abfall.

Wie aus den Schaltbildern hervorgeht, ist der Reglerteil des Verstärkers vor der Röhre 3 (EL 95) nur in der Wiedergabestellung wirksam. Die beiden Regler R_{28} und R_{29}, die zur getrennten Klangregelung dienen, sind demnach in der Aufnahmestellung abgeschaltet. Damit jedoch während der Aufnahme eine Kontrolle und das Abhören der auf das Band gegebenen Spannung stattfinden kann, leitet der Überbrückungswiderstand R_{34} eine Teilspannung zur Endröhre, die in der Aufnahmestellung demnach zwei Aufgaben zu erfüllen hat: die NF-Verstärkung dieser Teilspannung zur Kontrolle und die Erzeugung einer Hochfrequenz (G = Generator). Die Ausgangsspannung an den Lautsprecherbuchsen ist so bemessen, daß ein Mithören mit einem normalen Kopfhörer möglich ist.

Der Trimmer C_{18} gestattet einen Abgleich der Hochfrequenzvormagnetisierung bezogen auf die Charakteristik des Kopfes. Diese Einstellung wird im Lieferwerk bei der Endprüfung vorgenommen.

Für die Löschung wird ein neu konstruierter Löschkopf verwendet, der aus D1-Blechen besteht und im Vergleich zum Kombikopf wesentlich einfacher aufgebaut ist. Eine besondere Regelung ist im Löschstromkreis nicht erforderlich.

Mit der doppelt wirksamen Anzeigeröhre ($Rö_4$) EM 83 kann die Aufsprech- und Wiedergabespannung kontrolliert und mit der HF-Spannung verglichen werden.

Die Schaltung ist so durchgeführt, daß auch eine stumme Einregulierung, d. h. bei abgeschaltetem Lautsprecher und bei stehendem Band, möglich ist.

Das Tonbandgerät wird jetzt grundsätzlich mit einem Bandstellenanzeiger ausgerüstet, nachdem die gewählte Konstruktion in einer längeren Versuchsreihe ihre Bewährung bewiesen hat. Gerätebesitzer, die in ihrem KB 100 den Bandstellenanzeiger vermissen, können sich denselben durch eine Reparaturwerkstatt nachträglich einbauen lassen. Das Fernmeldewerk Leipzig liefert das erforderliche Zubehör mit einer Einbauanweisung auf besondere Bestellung bzw. gegen Voreinsendung eines Betrages von 11,15 DM.

HAGEN JAKUBASCHK und LUDWIG SCHOLZ

BAUANLEITUNG

Magnettongerät mit einem Motor Teil 1

Bauanleitungen für Tonbandgeräte stoßen auch jetzt noch auf Interesse, weil sie es dem Amateur ermöglichen, mit relativ geringen Mitteln ein auf seine persönlichen Wünsche zugeschnittenes hochwertiges Gerät selbst herzustellen. Ziel ist dabei, unter Verwendung handelsüblicher Einzelteile und mit einem Mindestmaß an Material eine hochwertige Wiedergabequalität zu erreichen, wobei alle kritischen Herstellungsphasen vermieden werden sollen. Ein nach diesen Gesichtspunkten aufgebautes Gerät wird hier beschrieben.

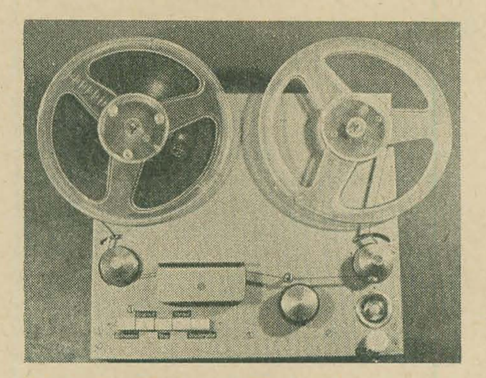


Bild 1: Das Chassis des Tonbandgerätes

Mechanische Vormontage des Gerätes

Bild 1 zeigt das fertige Gerät als Chassis. Es wird zum Gebrauch in einen Holzkoffer mit Kunstlederbezug oder fest in eine Musiktruhe o. ä. eingesetzt. Das Gerät ist für große Bandspulen (500 m Normalband) ausgelegt, selbstverständlich sind auch alle kleineren Spulenträger verwendbar. Als Bandgeschwindigkeit wurden 19,05 cm/s (Halbspur) gewählt und auf umschaltbare Geschwindigkeit verzichtet, da das eine mechanisch relativ unkritische Herstellung ergibt. Bekanntlich werden mit fallender Bandgeschwindigkeit die mechanischen Gleichlaufprobleme immer kritischer, so daß dann zur Erzielung eines einwandfreien Ergebnisses schon beachtliche feinmechanische Fähigkeiten nötig sind, über die nicht jeder Amateur verfügt. Außerdem bringt eine Geschwindigkeitsumschaltung eine beachtliche Komplizierung der Schaltung (umschaltbare Entzerrer usw.) mit sich, so daß auch hier die Gefahr von Fehlschlägen größer wird. Die hier gewählte Lösung erlaubt dagegen eine relativ unkomplizierte Gestaltung des Gerätes.

Für die mechanischen Antriebteile wurden handelsübliche Teile verwendet, da es wegen der erforderlichen mechanischen Genauigkeit im allgemeinen nicht möglich ist, sie selbst herzustellen. Im Mustergerät wurden für die beiden Bandteller die bekannten kompletten BG-19-Triebteile (Rutschkupplung mit Federbremse für Aufwickel- und Abwickelseite, VEB Meßgerätewerk Zwönitz) verwendet. Für die Umlenkrollen und die Andruckrolle wurden Lipsia-Teile genommen, naturgemäß ist hier auch jedes andere gute Fabrikat geeignet. Als Motor ist der BG-19-Tonmotor (Typ WKM 130/30) gut geeignet, während als Magnetköpfe ein Löschkopf und ein Kombikopf (Normal-Ringkernkopf für Halbspur, wie in den Geräten BG 19, BG 20 und MTG enthalten) vom VEB Funkwerk Leipzig in Frage kommen. Alle Teile sind im Handel erhältlich oder auf Bestellung lieferbar.

Alle Bedienungsfunktionen werden durch ein fünfteiliges Tastenschalteraggregat (Neumann-Tastensatz) ausgelöst, das in Bild 1 vorn links sichtbar ist. Seine Funktionen sind (von links nach rechts) „Aufnahme", „schneller Rücklauf", „Stop", „schneller Vorlauf" und „Wiedergabe". Der schnelle Rücklauf wird dabei durch Drehrichtungsumkehr des Tonmotors erzielt, der über Riemen gleichzeitig die Tellerlager treibt. Die Federkupplung des Abwickellagers bewirkt bei dieser Drehrichtung des Motors eine starre Kupplung zwischen Riemenscheibe und Bandteller, so daß dieser mitgenommen wird. Beim schnellen Vorlauf ist es dagegen erforderlich, den Bandteller durch Anziehen der Achsschraube (die mitgelieferte Halteschraube wird zu diesem Zweck gegen eine geeignete griffige Rändelschraube ausgewechselt) und damit durch Blockieren der Aufwickel-Rutschkupplung starr mit der Achse zu verbinden. Die Andruckrolle wird bei „Aufnahme" und „Wiedergabe" durch einen Elektromagneten (Zugmagneten) an die durch den Achsstumpf des Tonmotors gebildete Tonrolle angedrückt.

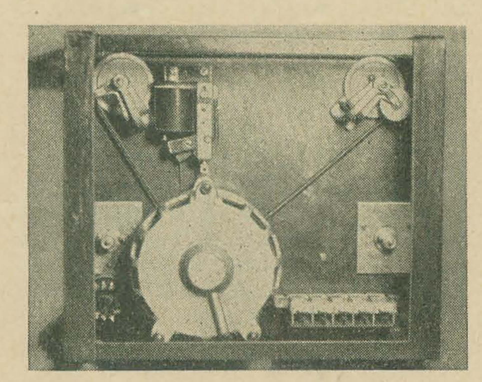


Bild 2: Das Innere des Gerätes nach der mechanischen Vormontage ohne Verstärker und Verdrahtung

Bild 2 zeigt das Innere des mechanisch vormontierten Gerätes ohne Verstärkerteile und Verdrahtung. Rechts unten ist wieder das Tastenaggregat erkennbar, daneben der ziemlich umfangreiche Tonmotor. Auf seine Achse ist eine Riemenscheibe aufgesetzt (gleich ab Werk mitbestellen!). Der Riemen ist ebenfalls im Handel als Ersatzriemen für das BG-19-Gerät in geeigneter Größe erhältlich. Er verläuft in Dreiecksform und treibt die beiden Tellerlager an, die mit ihren Lagerböcken oben gut erkennbar sind. Rechts oben in Bild 2 (entspricht linker Spule in Bild 1) befindet sich das Abwickellager. An ihm ist die Einstellscheibe für die Ablaufbremsung im Betrieb (Bandzugregelung) erkennbar. Unter beiden Tellerlagern sind die Halteplatten der Umlenkrollen sichtbar, die hier in geeigneten Ausschnitten der Frontplatte mit Rücksicht auf die richtige Höhe des Bandlaufes (die durch die Länge des Tonrollenstumpfes bestimmt wird) versenkt gesetzt wurden. Das wird aus den weiteren Fotos noch besser ersichtlich. Ganz links unten ist der Sockel der Kontrollröhre EM 11 erkennbar; unter diesem befindet sich (vgl. Bild 1) der Lautstärkeregler mit Netzschalter. Neben dem linken Tellerlager ist der Zugmagnet für die Andruckrolle sichtbar, der über eine kleine Zugstange (Fahrradspeiche) die Andruckrolle an die Tonrolle heranzieht. Die Andruckrolle sitzt auf einem kleinen, etwa 10 cm langen Schwenkhebel, der am anderen Ende drehbar gelagert ist. Bei stromlosem Magnet zieht eine gegensinnig wirkende Zugfeder die Andruckrolle und den Zugmagnetanker zurück. Der Schwenkhebel und die Zugfeder befinden sich zwischen Deckplatte und dem auf Abstandsrollen etwas vertieft gesetzten Tonmotor (in Bild 2 nicht sichtbar). Die Achse der Andruckrolle ragt durch einen entsprechenden länglichen Schlitz nach außen durch. Als Andruckmagnet fand hier eine Relaisspule von einem Starkstrom-Schaltschütz Verwendung, jedoch ist ein gleichwertiger Zugmagnet — falls er nicht gesondert gewickelt werden soll — einfach aus einer alten VE-Netzdrossel herstellbar, indem deren Kernquersteg gelöst und in geeigneter Weise wie in Bild 2 erkennbar drehbar angeordnet wird.

In Bild 1 ist die Kopfabdeckhaube erkennbar, unter der die Tonköpfe sitzen. Sie wird aus starkem Eisenblech (magnetische Abschirmung!) gebogen, zusammengesetzt und hartgelötet. Eine Mittelschraube hält sie auf dem Chassis. Der darunter befindliche Kombikopf trägt zusätzlich seine Mumetallhaube (mitbestellen!). Die Bandführung ist aus Bild 1 ersichtlich, auch der Tonrollenstumpf (Motorachse), das Magische Auge und darunter der Lautstärkeregler. Die an den Umlenkrollen erkennbaren Bandfederhebel gehören zu den Umlenkrollen und werden mitgeliefert. Sie tragen wesentlich zum ruhigen Bandlauf bei. — Das Chassis selbst wird aus starkem Eisenblech gefertigt und auf einen aus Winkeleisen und Bandeisen gebogenen Rahmen — der in den weiteren Fotos gut erkennbar ist — gesetzt. Die Eisen-Chassisplatte hat trotz des größeren Gewichtes und der schwierigeren Bearbeitung den Vorzug einer zusätzlichen magnetischen Abschirmung. Falls sie aus Aluminiumblech ($\geqq$ 3 mm) gefertigt wird, ist unter die Köpfe in Größe der Kopfabdeckhaube noch eine Eisenplatte als Abschirmung unterzulegen.

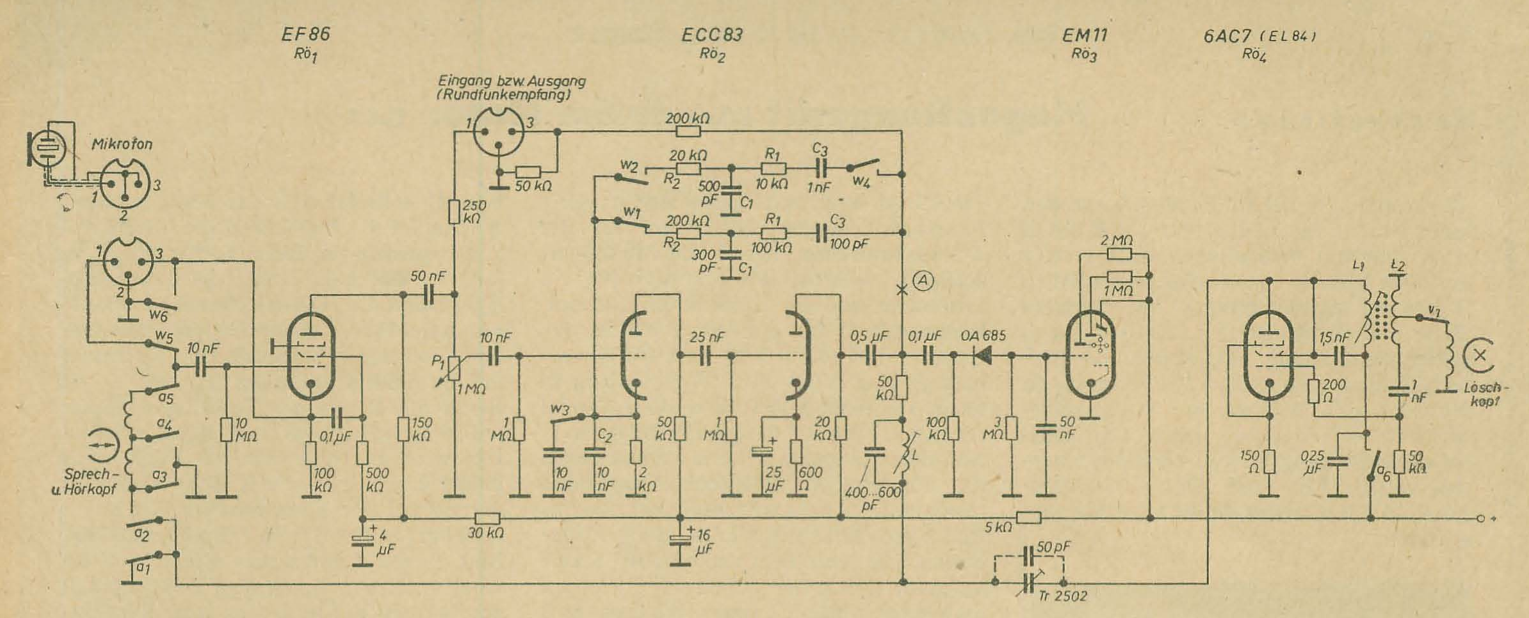


Bild 3: Schaltung des Verstärkers

Der gesamte Aufbau ergibt sich aus den Fotos. Die Maße ergeben sich aus den verwendeten Einzelteilen und werden von diesen abgenommen. Die gesamte Bautiefe wird z. B. durch die Motorhöhe, die Chassislänge durch den notwendigen Abstand der Tellerlager bei aufgelegten 500-m-Spulen bestimmt. Daher sind keine Maßzeichnungen für das Chassis angefertigt worden.

Die Schaltung des Gerätes

Nach diesen einleitenden Vorbemerkungen zum mechanischen Aufbau soll die Schaltung des Gerätes behandelt werden. Bild 3 zeigt die Schaltung des Verstärkerteiles und Bild 4 die des Netzteils und der Motorsteuerung. Der Verstärker ist mit den Röhren EF 86 und ECC 83 bestückt, als Aussteuerungskontrolle findet eine EM 11 Verwendung. Für den HF-Generator (Löschung und Vormagnetisierung) fand im Mustergerät eine gerade vorhandene 6 AC 7 Verwendung. An dieser Stelle ist jedoch ohne jede Schaltungsänderung eine EL 84 verwendbar. Gegenüber dem Mustergerät ist dann lediglich ein dieser Röhre entsprechender Sockel vorzusehen. — Das Gerät weist Anschlußmöglichkeiten für Rundfunkgerät (genormter Diodenanschluß mit Eingang und Ausgang) und Kristallmikrofon auf. Das für die Umschaltungen verwendete Neumann-Tastenaggregat hat pro Taste nur drei Arbeits- und drei Ruhekontakte, wodurch sich an einigen Stellen eine etwas vom Üblichen abweichende Schaltungslösung erforderlich machte. Im Ruhezustand ist die Stoptaste S gedrückt, alle anderen Tasten ausgeklinkt (vgl. Schalterdiagramm bei Bild 4). Die Kontakte sind in dieser Stellung gezeichnet. Es entsprechen der Taste „Aufnahme" die a-Kontakte, „Rücklauf" die r-Kontakte, „Stop" die s-Kontakte, „Vorlauf" die v-Kontakte und „Wiedergabe" die w-Kontakte. Bei jeweils gedrückter Taste sind die geradzahlig bezifferten Kontakte geschlossen, bei ausgeklinkter Taste die ungeradzahligen.

Links in Bild 3 befindet sich der kombinierte Sprech- und Hörkopf (Kombikopf) S/HK. Wie erkennbar, sind seine beiden Wicklungen bei Wiedergabe (a-Kontakte ausgeklinkt) in Serie geschaltet. Bei Aufnahme arbeitet nur die untere Wicklung. Die Kontaktanordnung $a_1 \cdots a_5$ ist notwendig, um bei Wiedergabe Verkopplungen durch die zum Kopf zurückgelangende Ausgangsspannung zu vermeiden, was z. B. bei einfachem Erden der Aufsprechleitung (ohne die Trennung bei a_2) schon durch Kontaktübergangswiderstände geschehen könnte. Die Wiedergabespannung vom Kopf gelangt über a_5 zum Gitter von $Rö_1$ (Ef 86). Da bei Wiedergabe die Taste W gedrückt ist, ist durch w_5 das Mikrofon abgetrennt. Die Katode von $Rö_1$ liegt dann über w_6 an Masse, so daß die Röhre in Gitteranlaufstromschaltung (mit 10 MΩ-Gitterwiderstand) arbeitet.

Bei Aufnahme ist die Kopfleitung bei a_5 abgetrennt, während dann das Mikrofon über w_5 an $Rö_1$ angeschlossen ist. Für den Mikrofonanschluß wird ebenfalls ein Diodenstecker verwendet, dessen Pole 2 und 3 gemeinsam als Masse benutzt werden. Beim Anstecken des Mikrofons wird daher die Katode von $Rö_1$ über diese im Mikrofonstecker enthaltene Verbindung wieder an Masse gelegt (w_6 ist bei Aufnahme geöffnet!), so daß die Röhre wiederum wie beschrieben arbeitet. Ist dagegen bei Aufnahme kein Mikrofon angeschlossen, so entsteht an dem in der Katodenleitung liegenden, jetzt nicht überbrückten 100-kΩ-Widerstand eine hohe Vorspannung, die über den Gitterwiderstand $Rö_1$ völlig sperrt. Damit wird erreicht, daß bei Aufnahme über den Diodeneingang vom Rundfunkgerät ohne Mikrofonbenutzung, oder bei Stillstand des Gerätes (und abgezogenem Mikrofon) in der ersten Stufe kein störendes Rauschen, Brummen oder Pfeifen entstehen oder weitergeleitet werden kann, ohne daß die Stufe durch einen gesonderten Umschalter abgeschaltet werden muß.

$Rö_1$ gibt die verstärkte NF an den Lautstärkeregler P_1 weiter. Hier wird über einen Entkopplungswiderstand auch die vom Diodenausgang des Rundfunkgerätes kommende NF-Spannung eingekoppelt. Der Eingang ist für etwa 100 mV Eingangsspannung ausgelegt. Bei einigen Rundfunkgeräten kann es u. U. erforderlich werden, im Empfänger den vom Diodenbuchsenanschluß 1 gegen Masse liegenden, meist 50 kΩ betragenden Widerstand auf etwa 200 kΩ zu erhöhen. — Von P_1 gelangt die NF über den zweistufigen, mit der ECC 83 ($Rö_2$) bestückten Verstärker zum 0,5-μF-Auskoppelkondensator, für den ein hochwertiger MP-Becherkondensator mit bester Isolation verwendet werden soll. Hinter diesem zweigt einmal die Ausgangsspannung für das Rundfunkgerät über einen 200/50-kΩ-Spannungsteiler zum Anschluß 3 der Diodenbuchse (die zum TA-Anschluß des Rundfunkgerätes führt) ab. Zum anderen führt von hier die Aufsprechleitung über einen 50-kΩ-Widerstand, der zur Linearisierung des Aufsprechstromes dient, und einen Sperrkreis für die Löschfrequenz (der später behandelt wird) zu den Kopfumschalt-Tastenkontakten a_1 und a_2. Weiterhin zweigen hier zwei Gegenkopplungszweige (Aufnahme- und Wiedergabe-Entzerrer) zur Katode des ersten Systems von $Rö_2$ ab, und schließlich führt eine Leitung zur Aussteuerungskontrolle $Rö_3$ (EM 11). Eine Abhörendstufe zum direkten Anschluß eines Lautsprechers ist im Mustergerät nicht vorgesehen, da hierzu die Anzahl der Tastenkontakte nicht ausreicht. Der Anschluß eines Lautsprechers war beim Mustergerät auch nicht erforderlich. Ein Schaltungsvorschlag für diesen zusätzlichen Zweck wird später noch gegeben.

Die Aussteuerungsanzeige erhält über 0,1 μF/100 kΩ die NF-Spannung, die mit einer Germaniumdiode OA 685 gleichgerichtet und dem Gitter der $Rö_3$ zugeführt wird. Als Diode ist auch die im Handel leichter erhältliche OA 625 gut brauchbar, die allerdings einen geringeren Sperrwiderstand hat, wodurch bei man-

chen Exemplaren keine hinreichende Anzeigeträgheit (Abklingverzögerung) erreicht wird. Mit der hier angegebenen Dimensionierung werden auch kurze Lautstärkespitzen nahezu trägheitslos angezeigt, wobei die schnelle Anzeige langsam wieder abklingt.
Wie ersichtlich, ist die Aussteuerungskontrolle ständig — auch bei Wiedergabe und stehendem Band — in Betrieb, so daß vor Aufnahmebeginn die richtige Lautstärke eingestellt werden kann. Die richtige Aufsprechlautstärke ist erreicht, wenn das eine Sektorenpaar der EM 11 voll, das andere zu etwa $^{2}/_{3}$ schließt, was einer NF-Spannung von etwa 18 V am Punkt A entspricht.
Die Wiedergabe- und Aufsprechentzerrer werden je nach Betriebszustand mit den Kontakten w_1, w_2, w_4 und w_3 eingeschaltet. Sie sind so bemessen, daß sowohl die Agfa-Bänder Typ C als auch CH verwendet werden können. Mit CH-Band ist dabei ein Frequenzgang von 40 Hz bis 14 kHz ± 3 dB (am Mustergerät gemessen) erreichbar, während bei C-Band eine etwas verringerte Brillanz (nur bemerkbar bei UKW-Rundfunkaufnahmen) erreicht wird. Das C-Band soll bei der Aufnahme etwas schwächer als das CH-Band bespielt werden. Eine Änderung der Vormagnetisierung erwies sich als nicht notwendig. Wie erkennbar, arbeitet der Aufsprechentzerrer, der auch bei Stillstand des Bandes eingeschaltet ist (w-Kontakte ausgeklinkt), mit einem geringeren Gegenkopplungsgrad (d. h. die Gegenkopplung ist hochohmiger), so daß die Anhebungen an den Frequenzgrenzen geringer sind und die Gesamtverstärkung höher liegt. Das ist einmal im Hinblick auf richtige Pegelanzeige an $Rö_3$ bei Bandstillstand nötig und zum anderen für evtl. Cutterarbeiten, bei denen das Band von Hand bewegt wird, von Vorteil. Bei Wiedergabe tritt über w_2, w_4 der niederohmigere Wiedergabeentzerrer in Tätigkeit. Die Ausgangsspannung am Punkt A ist dann geringer als bei Aufnahme und hat den für den Diodenausgang erforderlichen Wert, ohne daß P_1 verstellt werden muß.
Der Frequenzgang der Entzerrer kann etwas verändert werden, wobei man jedoch vorwiegend den Wiedergabeentzerrer ändern und sich nicht allzuweit von den angegebenen Werten entfernen sollte. Dabei entspricht Vergrößerung von C_1 stärkerer Höhenanhebung, wobei die Grenzfrequenz (= Einsatzpunkt der Anhebung) nach tieferen Frequenzen wandert. Durch Verringerung von C_2 kann die Anhebung der tieferen Frequenzen verstärkt werden. Die gegenteilige Wirkung wird durch Vergrößern von C_3 erzielt, nicht durch Vergrößern von C_2, weil letzteres den gesamten Gegenkopplungsgrad verändern würde.
Die Lösch- und Vormagnetisierungsfrequenz wird mit $Rö_4$ erzeugt. Dabei schaltet Kontakt a_6 bei Aufnahme die Anodenspannung an. Die HF-Spannung für die Vormagnetisierung wird von der Anode abgegriffen und über den Trimmer Tr (Typ 2502), etwa 45 pF, der Aufsprechleitung zugeführt. Ein Rückfließen der HF in den Verstärkerteil wird normalerweise durch den 50-kΩ-Widerstand in der Sprechkopfleitung bereits hinreichend unterbunden. Trotzdem wurde wegen des gedrängten Verstärkeraufbaues im Mustergerät ein HF-Sperrkreis vorgesehen. Hierfür wie für die Generatorspulen wurde im Mustergerät ein Topfkern verwendet, der in einem passenden Abschirmbecher untergebracht wurde. Da diese Kerne schwer erhältlich sind, kann ohne weiteres ein normales Rundfunk-ZF-Bandfilter für etwa 450···470 kHz verwendet werden. Dessen Parallel-C's werden entfernt und L_1 wird, wie gezeichnet, 1,5 nF parallelgelegt, so daß sich eine Schwingfrequenz von ~ 60 kHz ergibt, die nötigenfalls mit dem Spulenkern noch genau auf diesen Wert gezogen werden kann. Die andere Spule dient als Gitterwicklung, wobei der 50-kΩ-Gitterwiderstand im Falle der Verwendung einer EL 84 zweckmäßig als Potentiometer (Schleifer ans Gitter) ausgebildet wird, um ein sauberes, möglichst oberwellenfreies Schwingverhältnis einstellen zu können. Bei der 6 AC 7 erwies sich dies als überflüssig.
Die Anzapfung für den Anschluß des Löschkopfes soll bei etwa $^{1}/_{3}$ der Gesamtwindungszahl liegen. Das gilt für den niederohmigen RFT-Löschkopf vom Funkwerk Leipzig. Der Kopf wird dabei nur mit einer Wicklung angeschlossen. Diese Anzapfung kann durch vorsichtiges teilweises Ab- und Wiederaufwickeln der Wicklung angebracht werden, wobei die ursprüngliche Windungszahl nicht wieder ganz erreicht zu werden braucht. Unter Umständen ist auch die bei Dioden-Bandfiltern für den Demodulatoranschluß vorhandene Anzapfung brauchbar. Es kann dann möglicherweise günstiger sein, beide Löschkopfwicklungen in Reihe zu legen. Der Original-Parallelkondensator zur Gitterspule L_2 wird natürlich entfernt.
Die Löschkopfleitung führt über einen Kontakt v_1. Dieser dient als „Tricktaste", d. h. er ermöglicht eine Abschaltung der Löschung und damit Doppelaufnahmen in bekannter Weise. Um einen gesonderten Schalter zu sparen, wurde hierfür die Vorlauftaste des Tastenschalters herangezogen. Bei Aufnahme werden dann gleichzeitig die Aufnahme-, die Vorlauf-, und aus steuerungstechnischen, noch zu erwähnenden Gründen auch die Stoptaste (die normalerweise im Betrieb ausklinkt) gedrückt. Das Drücken von gleichzeitig drei Tasten ist bei den Neumann-Tastensätzen ohne Schwierigkeit möglich. Gestoppt wird dann durch Drücken der Wiedergabetaste (A, V und S klinken dann aus) und hierauf wieder der S-Taste allein. Bei Trickaufnahme schaltet v_1 dann den Löschkopf ab. Dadurch wird die Vormagnetisierungsspannung etwas erhöht (Belastung an L_2 fehlt), was aber erfahrungsgemäß nicht nachteilig ist. Falls diese Trickschaltung nicht gewünscht wird, können v_1 und im Steuerteil (Bild 4) v_2, v_4 und s_4 entfallen, was allerdings weder die Verdrahtung noch den Materialaufwand verringert. Diese Kontakte bleiben dann unbenutzt.

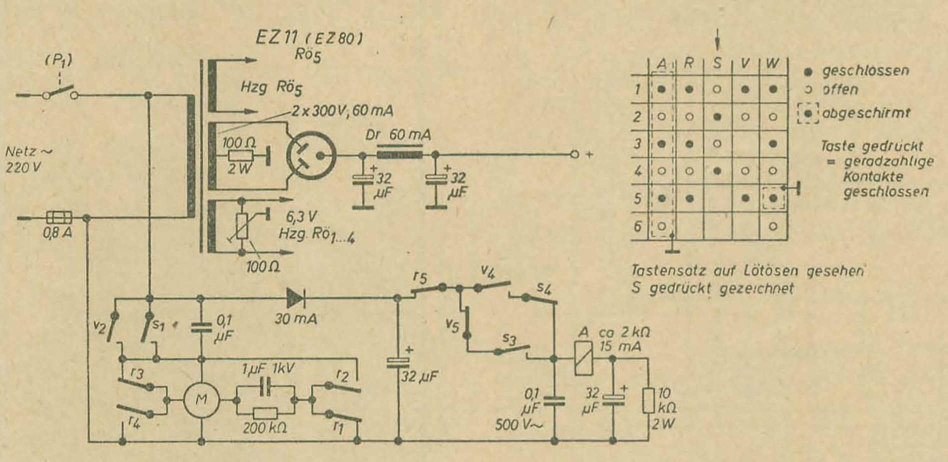


Bild 4: Schaltung des Netzteils

NEUE STANDARDS

Neue TGL-Entwürfe, veröffentlicht in der Zeitschrift „Standardisierung" 7 (1959)

TGL-Entwurf	Titel	„Standardisierung" 7 (1959) Seite
7547	Ton-Rundfunkempfangsgeräte, Bau- und Prüfvorschriften für Rundfunkempfangsgeräte	2/1247

Neue TGL-Entwürfe, veröffentlicht in der Zeitschrift „Standardisierung" 8 (1959)

TGL-Entwurf	Titel	„Standardisierung" 8 (1959) Seite
7528	Nachrichtentechnik, Magnetische Massekerne, Gewindekerne	2/1388
7529	Nachrichtentechnik, Magnetische Massekerne, Schalenkerne und Abgleichstifte	2/1389
7530	Nachrichtentechnik, Magnetische Massekerne, Ringkerne	2/1391

Transistor-Box 59

Das in einem Gehäuse aus Leder eingebaute Grundig-Gerät (Bild 1) ist ein Mittelwellen-Transistorempfänger in gedruckter Schaltung, der von einer aus sechs Transistorzellen bestehenden 9-V-Batterie angetrieben seine Ausgangsleistung an einen im Vergleich zum Gehäuse sehr großen Lautsprecher abgibt. Die beiden Druckplatten, aufgeteilt in HF- und NF-Verstärker, sind durch eine Rahmenkonstruktion (Bild 2) einfach und betriebssicher mit dem Lautsprecher verbunden. Die Antriebsachsen für Drehkondensator und Lautstärkeregler werden durch zwei seitlich aufzubringende Steckknöpfe bedient, von denen der eine mit der geeichten Frequenzskala versehen ist. Die sechs Transistorzellen werden in einem langen, der Breite des Gehäuses angepaßten Kunststoffkästchen untergebracht, das nach Öffnen der rückseitigen Gehäuseklappe — 2 Druckknöpfe — in einer durch die Gestalt der Druckplatten vorgegebenen Bahn in das Innere des Gehäuses gleitet und dort absolut festliegt.

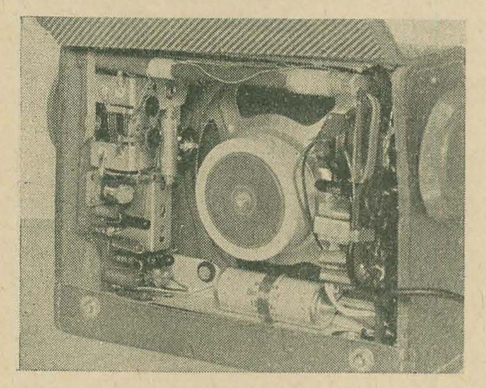


Bild 2: Transistor-Box 59 bei aufgeklappter Rückwand ohne Batterien

Das Gerät besitzt eine Gegentaktendstufe, deren Ruhestrom nur 3 mA beträgt. Der Stromverbrauch ist bei Gegentaktbetrieb abhängig von der Ausgangsleistung, hält sich aber in sehr mäßigen Grenzen, da Spitzenleistungen bei normaler Modulation ganz selten auftreten. Die Schaltung (Bild 3) weist einige Besonderheiten auf, die wir unseren Lesern nicht vorenthalten wollen. Sie besteht aus einer selbstschwingenden Mischstufe, die ihre Eingangsenergie aus einer Ferritantenne mit angezapfter Wicklung bezieht und mit einem Valvo-Transistor OC 44 bestückt ist. Die am Kollektor dieses Transistors entstehende Zwischenfrequenz wird über ein dreikreisiges Miniaturfilter an die Basis des ZF-Transistors OC 45 geleitet, in diesem verstärkt und über einen angepaßten ZF-Kreis mit Ringkernspule und getrennter Ankopplungsspule der Gleichrichterdiode OA 70 zugeführt.

Nach der hier erfolgten Gleichrichtung gelangt die NF-Energie über einen Lautstärkeregler (R_{13}) an die Basis des Treibertransistors OC 71, dessen Kollektor über einen Miniatur-Treibertrafo die Gegentaktendstufe mit zwei Transistoren Valvo OC 72 aussteuert.



Bild 1: Transistor-Box 59 in Ledergehäuse, Grundig

Die maximale Ausgangsleistung an der Schwingspule wurde auf 100 mW festgelegt, einen Wert also, der in Anbetracht der nicht übermäßig großen Gehäusedimensionen als angemessen anzusehen ist und die Lebensdauer der Batterien in vernünftigen Grenzen hält. Der kräftige Magnet des Rundlautsprechers mit 115 mm ∅ sorgt zusätzlich für eine überraschende Klangwirkung, deren Ausgeglichenheit durch sorgfältige Auslegung der Membrane erzielt wurde.

Bemerkenswert ist die Selektion des Gerätes, die mit einem Wert von 1 : 30 die bei Transistorenempfängern gleicher Stufenzahl üblichen Werte beträchtlich überschreitet, so daß Empfangsstörungen durch Interferenzpfeifen kaum noch zu erwarten sind. Dieses bei der Entwicklung angestrebte Ziel wurde durch das bereits erwähnte Dreifachfilter erreicht, dessen mittlerer Kreis durch vor- oder nachgeschaltete Transistoren kaum noch gedämpft wird. Der nachgeschaltete ZF-Kreis trägt zur Selektionsverbesserung wenig bei, bewirkt aber eine beachtliche Verstärkung in der ZF-Stufe.

Nach Presseinformationen

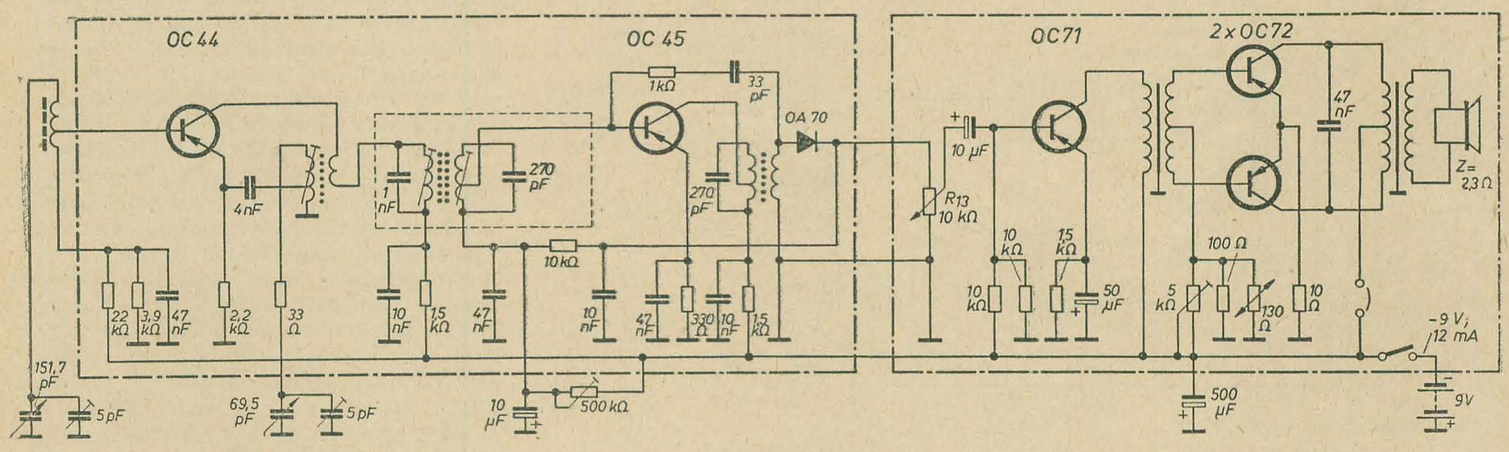


Bild 3: Schaltung der Transistor-Box 59

Technische Daten

Batteriebetrieb:
mit 6 Transistorzellen zu 1,5 V = 9 V
Stromverbrauch: 12 mA (ohne Signal)

Transistoren: OC 44, OC 45, OC 71, 2×OC 72

Dioden: 1 Germaniumdiode OA 70

Schwundregelung:
Automatisch auf eine Stufe wirkend

Mittelwelle: 510...1620 kHz

Schaltung:
6 Kreise, davon 2 abstimmbar; ZF = 460 kHz

Gegentaktendstufe:
etwa 100 mW Ausgangsleistung

Lautstärkeregelung: NF-seitig

Lautsprecher:
permanentdynamischer Rundlautsprecher mit Hochleistungsmagnet; 115 mm ∅

Antenne:
eingebaute Ferritstabantenne mit Richtwirkung

Abmessungen: 168×127×69 mm

Gewicht: 0,9 kp ohne Batterien

WERNER TAEGER

Mischstufe für zwei beliebig hohe Frequenzen

Für Meßzwecke werden gelegentlich Mischeinrichtungen willkommen sein, mit denen sich zwei extrem weit auseinanderliegende Frequenzen mischen lassen. Die angegebene Schaltung ermöglicht das Mischen zweier im Verhältnis 1 : 120 stehender Frequenzen (kleinste Frequenz 0,5 MHz, größte Frequenz 60 MHz). Die Ausgangsmischfrequenz kann zwischen 0 und 200 kHz liegen.

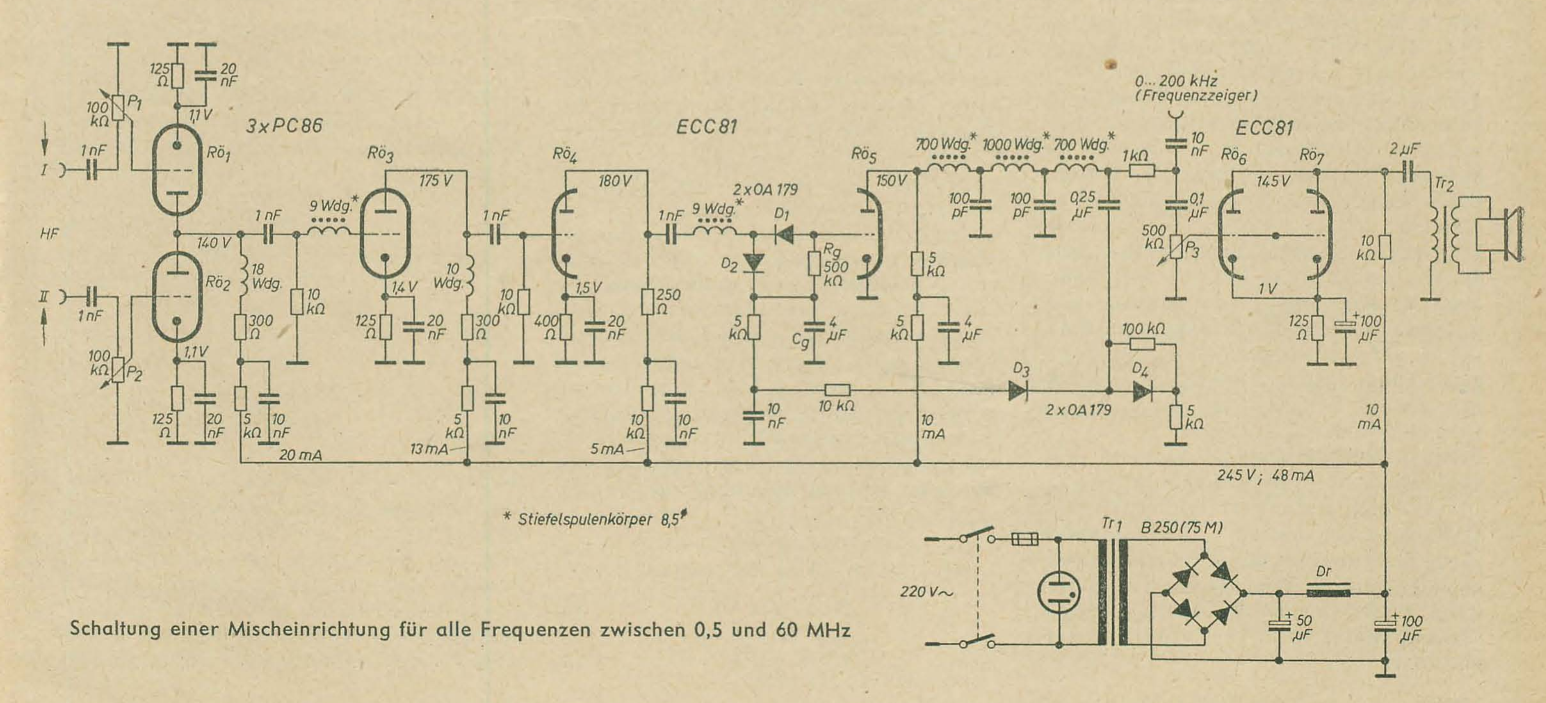
Für universelle Verwendbarkeit ist das Gerät trotz des großen Frequenzbereiches der beiden Eingangsspannungen für eine hohe Eingangsempfindlichkeit ausgelegt. Etwa 10 mV jeder der beiden Eingangsfrequenzen ergeben bereits eine Ausgangsspannung von 2 V$_{ss}$, die für den Anschluß eines Frequenzmessers ausreicht. Tiefe Mischfrequenzen lassen sich durch den eingebauten Lautsprecher hörbar machen, wodurch auch höchste Eingangsfrequenzen mit großer Genauigkeit auf Schwebungsnull eingeregelt werden können. An die Eingänge können nieder- und hochohmige HF-Generatoren ($Z_{e\,max}$ = 100 kΩ) geschaltet werden. Die Ausgangsimpedanz am Punkt „Frequenzzeiger" ist etwas frequenzabhängig, sie liegt bei Z_a = 3 kΩ. Um Rückwirkungen der beiden Eingangsspannungen aufeinander zu unterbinden, steuern die Eingangsspannungen je eine Triode PC 86 mit einem gemeinsamen Arbeitswiderstand. Im gemeinsamen Anodenkreis wird die Überlagerung der beiden zu mischenden Frequenzen vorgenommen, so daß danach nur noch ein Verstärkungskanal erforderlich ist. Am Eingang der Verstärkerkette liegt ein Frequenzgemisch, das die beiden Eingangs- und die beiden Additions- und Subtraktionsfrequenzen enthält. Die aus einer weiteren PC 86 und einem System einer ECC 81 bestehende Verstärkerstufe bringt das Frequenzgemisch auf einen solchen Pegel, daß die Dioden (2× OA 179) weit genug ausgesteuert werden, um eine lineare Demodulation zu erhalten.

Wegen der hohen Frequenzen und der großen Bandbreite dürfen in den Verstärkerstufen (die naturgemäß aperiodisch sein müssen) nur sehr niedrige Arbeitswiderstände verwendet werden. Um trotzdem eine ausreichende HF-Verstärkung zu erhalten, werden sowohl in der Trennstufe (Rö$_1$ und Rö$_2$) als auch in der ersten Verstärkerstufe (Rö$_3$) die steile PC 86 (S = 14 mA/V) verwendet. Eine Reihe von Entzerrungsgliedern, davon vier abgestimmte L-Glieder, korrigieren den Verstärkerfrequenzgang bis in den Bereich 60 MHz. Die in der zweiten Verstärkerstufe benutzte Triode (Rö$_4$) trägt zwar nur wenig zur Gesamtverstärkung bei, sie mußte aber wegen der größeren Aussteuerbarkeit aus Regelungsgründen eingesetzt werden.

Die hier benutzte, etwas ungewöhnliche Demodulationsschaltung mit den Dioden D$_1$ und D$_2$ (2× OA 179), die bei niedrigen Sperrspannungen hohe Sperrwiderstände aufweisen, liefert gegenüber üblichen Schaltungen die doppelte NF-Spannung mit Mischfrequenz bei gleichzeitiger guter Trägerunterdrückung. Es bereitet hier besonders große Schwierigkeiten, die NF-Spannung hinter den Dioden frei von allen HF-Anteilen zu erhalten. Sollen beispielsweise zwei Eingangsfrequenzen von 500 und 700 kHz gemischt werden, so entsteht als Mischprodukt u. a. die Differenzfrequenz von 700 — 500 = 200 kHz, die den beiden Eingangsfrequenzen relativ dicht benachbart ist und auf aperiodischem Wege nur unter erheblichen Schwierigkeiten von diesen getrennt werden kann. Dieser Schwierigkeit begegnet in hohem Maße die Zweidiodenschaltung. Die Diode D$_1$ im Gitterkreis des zweiten Triodensystems der ECC 81 (Rö$_5$) läßt nur die negativen Halbwechsel der HF passieren. Wenn die Kombination R$_g$ (500 kΩ) und C$_g$ (4 μF) richtig dimensioniert ist, folgt die steuernde Gitterspannung praktisch ohne jeden HF-Anteil der Umhüllungskurve des Trägers. Weiterhin ist noch hinter der NF-Vorverstärkerstufe eine doppelte Filteranordnung vorgesehen, die für tiefe Frequenzen bis etwa 200 kHz Durchlaß und für Frequenzen über 500 kHz Sperrung bewirkt.

Hinter den Filtergliedern wird mittels einer Gleichrichteranordnung mit den Dioden D$_3$ und D$_4$ (2× OA 179) eine Regelspannung gewonnen, die eine große Konstanz der Ausgangsspannung bewirkt. Wegen dieser Regelung muß das zweite Triodensystem der ECC 81 (Rö$_5$) ohne Katodenwiderstand betrieben werden. In der Endstufe des Gerätes sind zwei Systeme einer ECC 81 (Rö$_6$ und Rö$_7$) parallel geschaltet, um die tiefen Frequenzen zu bevorzugen. Der Ausgangsübertrager ist gleichstromfrei an die Anoden resonanzgekoppelt.

Zur Vermeidung von Übersteuerungen innerhalb der Schaltung sind die Eingangsregler P$_1$ und P$_2$ für die beiden HF-Spannungen soweit wie möglich zuzudrehen.

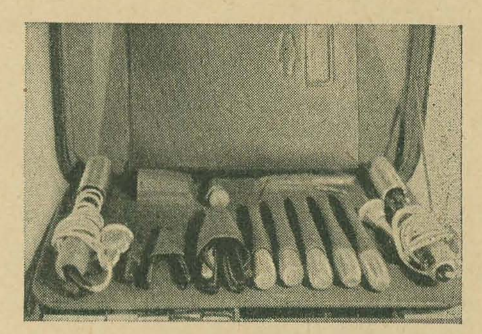


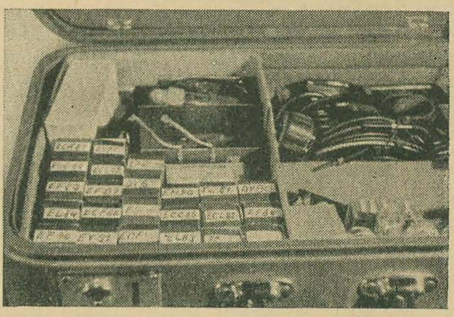
Schaltung einer Mischeinrichtung für alle Frequenzen zwischen 0,5 und 60 MHz

Service-Koffer für Reparaturen an Fernsehgeräten

Bei Reparaturen an Fernsehgeräten, die vielfach in der Wohnung der Gerätebesitzer vorgenommen werden, ist es erforderlich, eine bestimmte Anzahl und Auswahl an Werkzeugen, Meßgeräten sowie Röhren und die gebräuchlichsten Ersatzteile mitzuführen.
Zum Transport sowie zur Übersicht der mitgeführten Materialien hat sich ein sogenannter Service-Koffer, der schon mehrere Jahre im Garantiedienst verwendet wird, bestens bewährt.
Aus den beiden Fotos ist die Übersicht der Anordnung der Werkzeuge und der Röhren zu ersehen.
Für die Bestückung dieses Service-Koffers haben sich nachstehend aufgeführte Teile als unerläßlich erwiesen:
1 Seitenschneider
1 Flachzange
1 Kombizange
1 halbrunde Spitzzange
1 Pinzette
1 Kabelmesser
1 Lötkolben 220 V/50 W
1 Lötkolben 110 V/50 W
1 Schraubenzieher Nr. 2
1 Schraubenzieher Nr. 3
1 Madenschraubenzieher
1 RFT-Plombierstempel
1 Abstimmbesteck für ZF und Oszillator
3 Steckschlüssel, Nr. 9, Nr. 7 und Nr. 5,5
1 Kästchen mit Kollophonium sowie Zinn
Beliebige Erweiterungen sind selbstverständlich möglich

Alle aufgeführten Werkzeuge sind auf einer mit Kunstleder überzogenen und mit Taschen aus dem gleichen Material für die entsprechenden Werkzeuge versehene Sperrholzplatte, die mit Scharnieren — und zwar aushängbar — in den Kofferdeckel eingelassen ist, angebracht. Dies hat den Vorteil, daß sich bei einer Reparatur das gesamte Werkzeug, ähnlich wie in der Werkstatt, direkt neben dem zu reparierenden Gerät befindet.
Zu bemerken wäre noch die Anbringung der Lötkolben. Diese werden in eine dem Durchmesser des Lötkolbens entsprechende Alu-Hülse, die mit Asbest ausgelegt ist und gleichfalls auf der Sperrholzplatte befestigt ist, gesteckt. Dadurch braucht man, wenn die Lötarbeiten beendet sind, nicht mehr bis zur völligen Erkaltung des Lötkolbens beim Weglegen zu warten.
Zur weiteren Vervollkommnung des Koffers haben sich außer den gebräuchlichsten Röhrentypen, Zeilentrafos, Gleichrichter, Elkos sowie diverser Widerstände und Kondensatoren und des entsprechenden Schaltdrahtes noch folgende Zusätze bewährt:
Verlängerungsschnüre für Truhen zur Verlängerung der Zuleitung von Ablenksystem, Bildrohr usw., sowie Verlängerungsschnüre mit Würfel zum Anschluß von mehreren Geräten.
Als mitzuführendes Instrument eignet sich das „Goertz-Vielfachmeßinstrument mit Ohmmeter" bestens; denn gerade für Kurzschlüsse ist es wichtig, ein Meßmittel zur Hand zu haben.
Selbstverständlich dürfen auch die Serviceunterlagen für die einzelnen Gerätetypen nicht fehlen. Diese haben zwischen Werkzeugbrett und Kofferdeckel ausreichend Platz.





Als Koffer hat sich einer mit den Maßen 50 × 53 cm als durchaus ausreichend erwiesen. Das hier vorliegende Modell wurde vom VEB Kindenbruck gefertigt. Es ist allerdings auf eine stabile Ausführung zu achten. *Li-Kr*

MANFRED HEIN

Berechnung und Dimensionierung von Frequenzweichen für UKW und Fernsehen

In der Praxis steht oft die Aufgabe, eine oder mehrere Fernsehantennen und eine UKW-Antenne zu montieren. Als HF-Leitung wird entweder die Bandleitung Typ 352,0 mit einem Wellenwiderstand von 240 Ω oder das Koaxialkabel Typ 2003.1 mit einem Wellenwiderstand von 70 Ω vom VEB Kabelwerk Vacha verwendet. Um den meist recht erheblichen Aufwand an HF-Leitung zu vermindern, kann unter Zwischenschaltung von Frequenzweichen für alle Antennen eine gemeinsame Ableitung benutzt werden. Diese Frequenzweichen müssen zwei Forderungen erfüllen: Einmal darf sich der Fußpunktwiderstand der Antennen nicht ändern, andererseits soll die aufgenommene Energie ohne nennenswerte Verluste zum Verbraucher gelangen. Am Endpunkt der Antennenableitung wird gegebenenfalls eine zweite Weiche angeordnet, die die Aufgabe hat, die einzelnen Bereiche wieder zu trennen.
Frequenzweichen stellen Vierpole dar, deren Elemente Blindwiderstände (Kapazitäten und Induktivitäten) sind. Die Wirkungsweise solcher LC-Kombinationen (Filter) gründet sich auf die Frequenzabhängigkeit des kapazitiven bzw. induktiven Widerstandes. Es werden hauptsächlich vier Typen von Filtern unterschieden:

a) Tiefpässe,
b) Hochpässe,
c) Bandpässe,
d) Bandsperren.

Das frequenzabhängige Verhalten der vier Grundtypen ist in den Bildern 1 bis 4 dargestellt. Die Schaltung der Filter geht aus den Bildern 5 bis 8 hervor. Wie den Bildern 1 bis 4 zu entnehmen ist, erfolgt der Übergang vom Durchlaß- zum Sperrbereich — und umgekehrt — nicht sprunghaft, sondern mit einer gewissen Neigung. Theoretisch müßte sich ein sprunghafter Übergang ergeben. Die Ursache der geneigten Flanken ist der nicht zu vernachlässigende Wirkwiderstand der Filterelemente, besonders der Spulen. Deshalb besitzt jedes Filter eine gewisse Grunddämpfung, die aber im folgenden vernachlässigt werden kann, falls die noch zu erwähnenden Gesichtspunkte bei der Konstruktion berücksichtigt werden.
Zur Berechnung der Filter geht man von folgenden Grundgleichungen aus:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}, \qquad (1)$$

$$R_L = \omega L, \qquad (2)$$

$$R_c = \frac{1}{\omega C}. \qquad (3)$$

Da der Wellenwiderstand des Ableitungskabels gleich dem Antennenfußpunktwiderstand sein muß, ist für jedes Filter Bedingung, daß der Eingangswiderstand gleich dem Ausgangswiderstand sein muß.

$$Z_e = Z_a = Z = \sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (4)$$

Kapazitive und induktive Widerstände haben bezüglich ihres Frequenzverhaltens eine gegenläufige Tendenz. Wie deshalb einzusehen ist, gibt es für jede LC-Kombination eine bestimmte Frequenz, bei der der induktive gleich dem kapazitiven Widerstand ist. Diese Frequenz wird als „kritische" oder Grenzfrequenz bezeichnet. Mit Gleichung (4) folgt aus den Gleichungen (2) und (3):

$$\omega_{gr} \cdot L = \frac{1}{\omega_{gr} \cdot C}. \qquad (5)$$

wobei $\omega_{gr} = 2\pi f_{gr}$.

In den Bildern 5 bis 8 handelt es sich um die sogenannten „unsymmetrischen Halbglieder", deren Filterwirkung jedoch gering ist. Wesentlich bessere Ergebnisse werden mit den „Vollgliedern" erzielt, die in den Bildern 9 bis 12 in der unsymmetrischen Form wiedergegeben sind. Diese Filter können ihre Aufgabe als

Bild 1 Bild 2 Bild 3 Bild 4

Bild 5 Bild 6 Bild 7 Bild 8

Bild 9 Bild 10 Bild 11 Bild 12

Bild 13 Bild 14 Bild 15 Bild 16

Frequenzweichen in Zusammenhang mit unsymmetrischem Koaxialkabel erfüllen. Für die Anpassung an HF-Bandleitung werden symmetrische Filter benötigt, wie sie in den Bildern 13 bis 16 dargestellt sind.

Um die Dimensionierungsgleichungen für einen Tiefpaß zu bekommen, wird Gleichung (1) umgeformt zu

$$L = C \cdot Z^2, \qquad (6)$$

$$C = \frac{L}{Z^2}. \qquad (7)$$

Setzt man diese Werte in Gleichung (5) ein, wird

$$L = \frac{Z}{\omega_{gr}}. \qquad (8)$$

$$C = \frac{1}{\omega_{gr} \cdot Z}. \qquad (9)$$

Mit den Gleichungen (8) und (9) liegen die Elemente (in Verbindung mit den Bildern 9 und 13) fest. Wie leicht zu beweisen ist, gelten für den Hochpaß die gleichen Formeln (Bilder 10 und 14).

Der Bandpaß ist die am häufigsten verwendete Filterart. Die Bilder 11 und 15 zeigen, daß sich ein Bandpaß aus Serien- und Parallelschwingkreisen zusammensetzt. Um die Bandpaßwirkung zu erhalten, d. h. ein bestimmtes Frequenzband durchzulassen, müssen die Resonanzfrequenzen der einzelnen Kreise gleiche Größe haben.

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}}. \qquad (10)$$

Für die Berechnung eines Bandpasses dienen die folgenden Gleichungen (siehe hierzu Bilder 11 und 15):

$$L_2 = \frac{Z}{\omega_h - \omega_t}, \qquad (11)$$

$$C_2 = \frac{\omega_h - \omega_t}{\omega_{res}^2 \cdot Z}, \qquad (12)$$

$$L_1 = \frac{Z(\omega_h - \omega_t)}{\omega_{res}^2}, \qquad (13)$$

$$C_1 = \frac{1}{Z(\omega_h - \omega_t)}. \qquad (14)$$

ω_h und ω_t stellen die obere bzw. untere Kreisgrenzfrequenz, ω_{res} die mittlere Kreisresonanzfrequenz dar (vgl. Bild 3).

Die Bandsperre ist in den Bildern 12 und 16 wiedergegeben. Auch sie besteht aus einer Kombination von Serien- und Parallelschwingkreisen. Es gilt ebenfalls die Beziehung nach Gleichung (10). Für die Berechnung einer Bandsperre gelten folgende Bestimmungsgleichungen:

$$L_2 = \frac{Z(\omega_h - \omega_t)}{\omega_{res}^2}, \qquad (15)$$

$$C_2 = \frac{1}{Z(\omega_h - \omega_t)}, \qquad (16)$$

$$L_1 = \frac{Z}{\omega_h - \omega_t}, \qquad (17)$$

$$C_1 = \frac{\omega_h - \omega_t}{\omega_{res}^2 \cdot Z}. \qquad (18)$$

Damit liegen die Dimensionierungsgleichungen für die vier Grundfiltertypen fest.

Wenden wir uns nun praktischen Beispielen zu. Die hier durchgeführten Berechnungen gehen durchweg von Wellenwiderständen 240 Ω symmetrisch aus. Es ist einfach, entsprechende Berechnungen auch für unsymmetrische Weichen durchzuführen.

Beispiel 1

Eine UKW- und eine Fernsehantenne für Band III sollen an eine gemeinsame Ableitung angeschlossen werden. Diese Zusammenschaltung erfolgt mittels Frequenzweichen. Auf der Fernsehantennenseite kommt ein solches Filter zur Wirkung, das alle Frequenzen unterhalb einer Grenzfrequenz von 130 MHz sperrt. Diese Wirkung wird mittels eines Hochpasses erreicht. Auf der UKW-Antennenseite dagegen muß ein Filter eingesetzt werden, das die Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz von 130 MHz sperrt. Hier muß

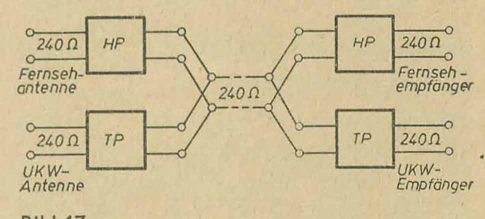


Bild 17

also ein Tiefpaß wirksam werden. Für die zu berechnende Frequenzweichenanordnung ergibt sich daher das Schema nach Bild 17.

Berechnung des Hochpasses

$Z = 240\ \Omega, \quad \omega_{gr} = 8{,}17 \cdot 10^8$ Hz.

$$L = \frac{Z}{\omega_{gr}} = \frac{240}{8{,}17 \cdot 10^8} = 0{,}29 \cdot 10^{-6}\ \text{H},$$

$L = 0{,}29\ \mu$H.

$$C = \frac{1}{Z \cdot \omega_{gr}} = \frac{1}{240 \cdot 8{,}17 \cdot 10^8} = 5{,}1 \cdot 10^{-12}\ \text{F}$$

$C = 5{,}1$ pF.

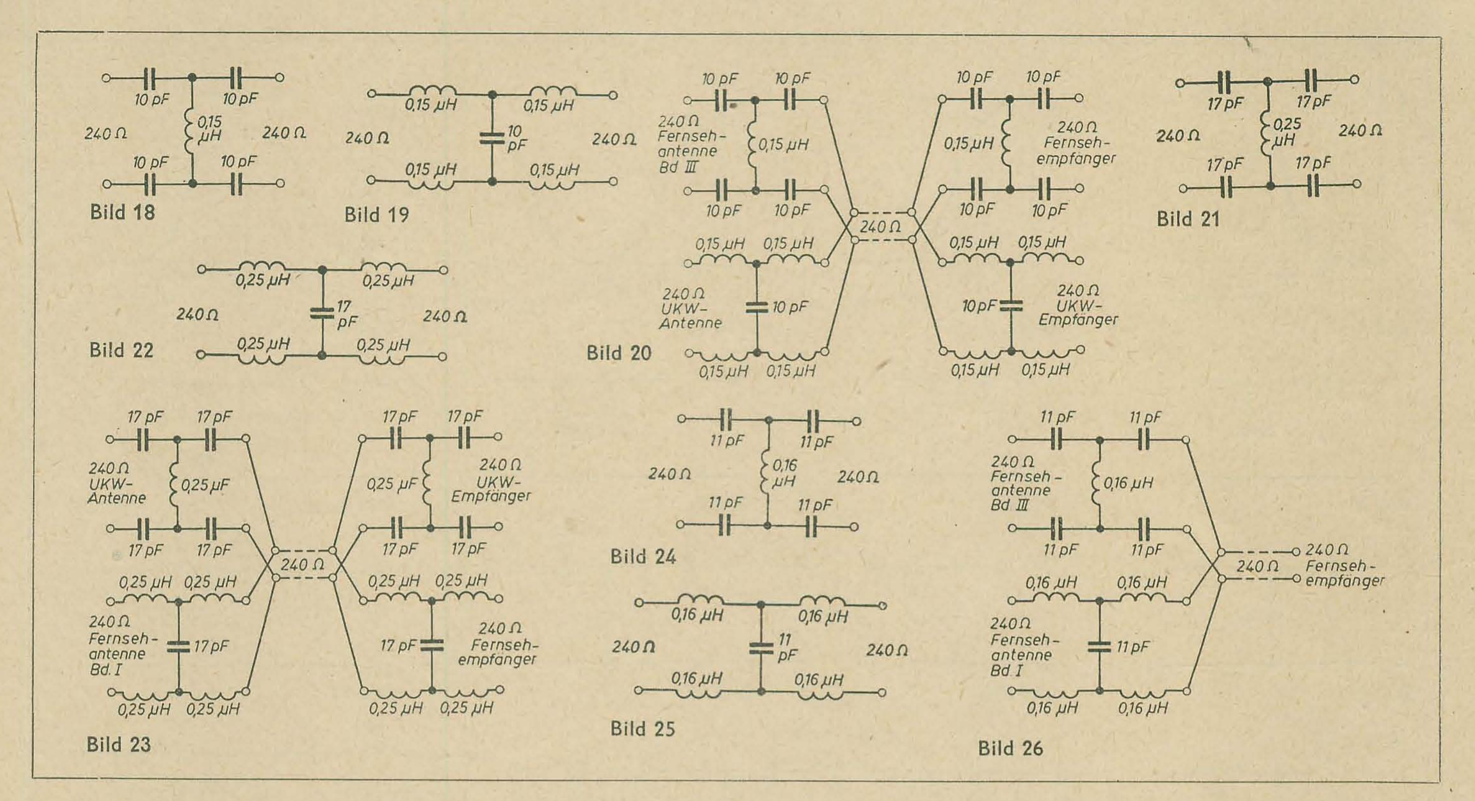


Bild 18, Bild 19, Bild 20, Bild 21, Bild 22, Bild 23, Bild 24, Bild 25, Bild 26

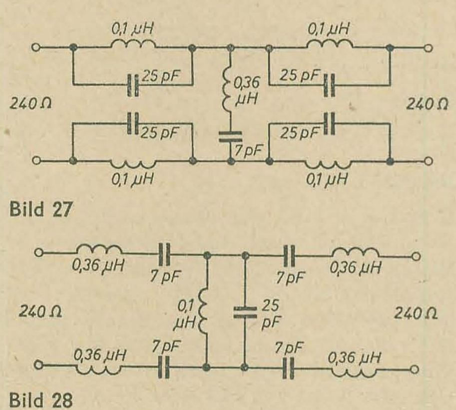


Bild 27

Bild 28

Der so dimensionierte Hochpaß geht aus Bild 18 hervor.

Berechnung des Tiefpasses

Die Werte entsprechen denen des Hochpasses. Bild 19 stellt den Tiefpaß dar. Die gesamte Weichenanordnung ist dem Bild 20 zu entnehmen.

Beispiel 2

Eine UKW- und eine Fernsehantenne für Band I sollen zusammengeschaltet werden. Der beiderseitige Wellenwiderstand betrage 240 Ω. Als Grenzfrequenz wird 77 MHz angenommen. Für die UKW-Antenne ist hier ein Hochpaß, für die Fernsehantenne ein Tiefpaß vorzusehen.

Berechnung des Hochpasses

$Z = 240\,\Omega, \quad \omega_{gr} = 4{,}84 \cdot 10^8$ Hz.

$$L = \frac{Z}{\omega_{gr}} = \frac{240}{4{,}84 \cdot 10^8} = 0{,}5 \cdot 10^{-6}\ \text{H},$$

$L = 0{,}5\ \mu$H.

$$C = \frac{1}{Z \cdot \omega_{gr}} = \frac{1}{240 \cdot 4{,}84 \cdot 10^8}$$

$$= 8{,}6 \cdot 10^{-12}\ \text{F},$$

$C = 8{,}6$ pF.

Bild 21 zeigt den vollständigen Hochpaß.

Berechnung des Tiefpasses

Die Werte entsprechen denen des Hochpasses (Bild 22).
Bild 23 zeigt die Gesamtanordnung.

Beispiel 3

Je eine Antenne für die Fernsehbänder I und III sollen auf eine gemeinsame Ableitung geschaltet werden. Der beiderseitige Fußpunktwiderstand betrage wieder 240 Ω. Als Grenzfrequenz werden 120 MHz festgesetzt. Für Band III wird ein Hochpaß, für Band I ein Tiefpaß benötigt.

Die Hochpaßdimensionierung geht aus Bild 24 hervor.

Berechnung des Tiefpasses

Analog zum Hochpaß gelten die gleichen Werte (Bild 25).
Wie aus Bild 26 hervorgeht, ist auf der Empfängerseite keine Frequenzweiche notwendig, da für beide Antennen der Verbraucher der gleiche ist.

Beispiel 4

Es wird je eine Antenne für die Bänder I, II und III zusammengeschaltet. An die Band-III-Antenne wird ein Hochpaß, an die Band-II-Antenne ein Bandpaß und

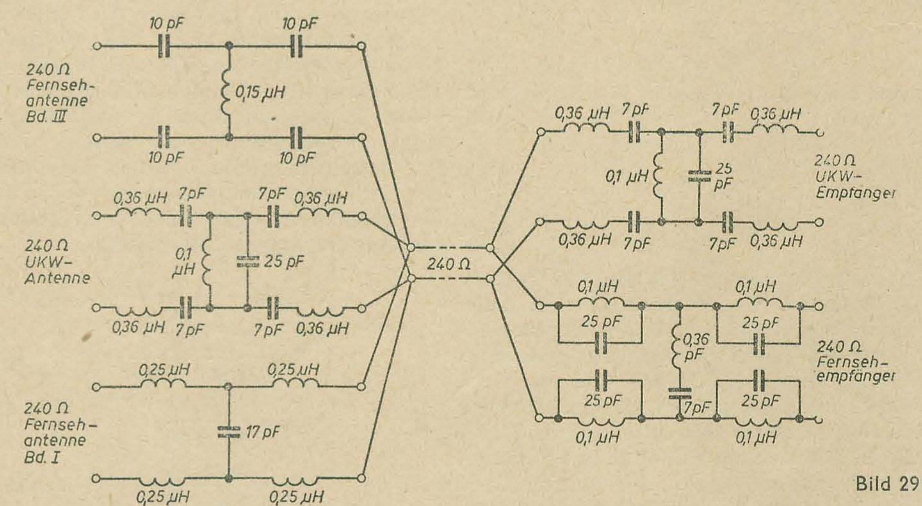


Bild 29

Berechnung des Hochpasses

$Z = 240\,\Omega, \quad \omega_{gr} = 7{,}54 \cdot 10^8$ Hz.

$$L = \frac{Z}{\omega_{gr}} = \frac{240}{7{,}54 \cdot 10^{-8}} = 0{,}32 \cdot 10^{-6}\ \text{H},$$

$L = 0{,}32\ \mu$H.

$$C = \frac{1}{Z \cdot \omega_{gr}} = \frac{1}{240 \cdot 7{,}54 \cdot 10^8}$$

$$= 5{,}6 \cdot 10^{-12}\ \text{F},$$

$C = 5{,}6$ pF.

vor die Band-I-Antenne ein Tiefpaß geschaltet. Auf der Empfängerseite kommt vor dem Fernsehempfänger eine Bandsperre und vor dem UKW-Empfänger ein Bandpaß zur Wirkung. Bei dieser Anordnung kommen demnach alle vier Grundfiltertypen zur Anwendung. Die Grenzfrequenzen betragen 130 und 77 MHz, die mittlere Resonanzfrequenz 104 MHz.

Berechnung des Hochpasses

Der Hochpaß ist identisch mit dem des ersten Beispiels (Bild 18).

Berechnung des Tiefpasses

Der Tiefpaß wurde bereits im zweiten Beispiel (Bild 22) berechnet.

Berechnung der Bandsperre

$Z = 240\,\Omega, \quad \omega_h = 8{,}17 \cdot 10^8$ Hz,

$\omega_t = 4{,}84 \cdot 10^8$ Hz, $\quad \omega_{res} = 6{,}53 \cdot 10^8$ Hz.

$$L_1 = \frac{Z}{\omega_h - \omega_t} = \frac{240}{(8{,}17 - 4{,}84) \cdot 10^8}$$
$$= 0{,}72 \cdot 10^{-6}\ \text{H},$$

$L_1 = 0{,}72\ \mu$H.

$$C_1 = \frac{\omega_h - \omega_t}{Z \cdot \omega_{res}^2} = \frac{(8{,}17 - 4{,}84) \cdot 10^8}{240 \cdot 6{,}53^2 \cdot 10^{16}}$$
$$= 3{,}3 \cdot 10^{-12}\ \text{F},$$

$C_1 = 3{,}3$ pF.

$$L_2 = \frac{Z\,(\omega_h - \omega_t)}{\omega_{res}^2} = \frac{240\,(8{,}17 - 4{,}84)\,10^8}{6{,}53^2 \cdot 10^{16}}$$
$$= 0{,}19 \cdot 10^{-6}\ \text{H},$$

$L_2 = 0{,}19\ \mu$H.

$$C_2 = \frac{1}{Z\,(\omega_h - \omega_t)} = \frac{1}{240\,(8{,}17 - 4{,}84) \cdot 10^8}$$
$$= 12{,}5 \cdot 10^{-12}\ \text{F},$$

$C_2 = 12{,}5$ pF.

Die Dimensionierung der Bandsperre folgt aus Bild 27.

Berechnung des Bandpasses

$Z = 240\,\Omega, \quad \omega_h = 8{,}17 \cdot 10^8$ Hz,

$\omega_t = 4{,}84 \cdot 10^8$ Hz. $\quad \omega_{res} = 6{,}53 \cdot 10^8$ Hz.

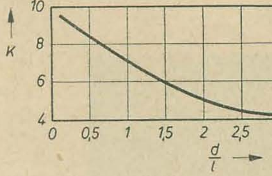
$$L_1 = \frac{Z\,(\omega_h - \omega_t)}{\omega^2_{res}} = \frac{240\,(8{,}17 - 4{,}84) \cdot 10^8}{6{,}53^2 \cdot 10^{16}}$$
$$= 0{,}19 \cdot 10^{-6}\ \text{H},$$

$L_1 = 0{,}19\ \mu$H

$$C_1 = \frac{1}{Z\,(\omega_h - \omega_t)} = \frac{1}{240\,(8{,}17 - 4{,}84) \cdot 10^8}$$
$$= 12{,}5 \cdot 10^{-12}\ \text{F},$$

$C_1 = 12{,}5$ pF.

$$L_2 = \frac{Z}{\omega_h - \omega_t} = \frac{240}{(8{,}17 - 4{,}84) \cdot 10^8}$$
$$= 0{,}72 \cdot 10^{-6}\ \text{H},$$



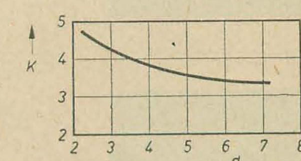


Bild 30

$L_2 = 0{,}72\ \mu$H.

$$C_2 = \frac{\omega_h - \omega_t}{Z \cdot \omega_{res}^2} = \frac{(8{,}17 - 4{,}84) \cdot 10^8}{240 \cdot 6{,}53^2 \cdot 10^{16}}$$
$$= 3{,}3 \cdot 10^{-12}\ \text{F},$$

$C_2 = 3{,}3$ pF.

Der Bandpaß wird nach Bild 28 dimensioniert.

Die Gesamtschaltung der Frequenzweichen folgt aus Bild 29.

Die durchgerechneten Beispiele zeigen, in welcher Größenordnung sich die einzelnen Elemente bewegen. Die Kapazitätswerte lassen sich in jedem Falle realisieren. Besonderes Augenmerk ist auf die Spulen zu richten. Hier kommen nur freitragende Ausführungen aus etwa 1 mm Silberdraht in Frage. Nur so ist es gewährleistet, daß der Spulenwirkwiderstand genügend klein wird, d. h. daß die Filterdämpfung in tragbaren Grenzen bleibt. Es ist zweckmäßig, die Filter auf Trolitul- oder Piacrylbrettchen zu montieren. In Ermangelung derselben lassen sich auch Brettchen aus Pertinax benutzen. Dringend abgeraten werden muß von Pappe, da der Isolationswiderstand derselben nicht genügend groß ist.

Die Frequenzweichen können mit genügender Genauigkeit ohne besondere Meßgeräte konstruiert werden. Nach den folgenden Angaben kann man die Spulen berechnen. Die Genauigkeit reicht völlig aus, um innerhalb der Toleranz der Filterdimensionierung zu bleiben.

Die Windungszahl einlagiger Zylinderspulen berechnet sich nach der Formel

$$W = \frac{10}{d} \sqrt{\frac{10 \cdot L \cdot l}{K}} \qquad (19)$$

Hierin bedeuten:

W = Windungszahl,
d = Spulendurchmesser in cm (Drahtdurchmesser berücksichtigen!),
l = Spulenlänge in cm,
L = Induktivität in μH,
K = Konstante, vom Verhältnis d/l abhängig, aus Bild 30 zu entnehmen.

Zur Berechnung der Windungszahl werden d und l in vernünftigem Maße vorgegeben. Die Steigung der Windungen ist dann so zu wählen, daß sich mit der errechneten Windungszahl die vorher festgelegte Spulenlänge ergibt. Die Rechnung ist gegebenenfalls mehrmals mit geänderten d- und l-Werten zu wiederholen, um eine günstige, konstruktiv leicht zu verwirklichende Spule zu erhalten.

Literatur

H. Meinke und F. W. Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag, 1956
H. Martini: Filterschaltungen, Beilagen zur Funktechnik 19, 20 (1956)
H. Demtröder: Filter und Frequenzweichen für Antennen, Funktechnik 24 (1958) und 1, 2 (1959)

JOACHIM HERFURTH

BAUANLEITUNG

Ein einfacher Rechteckwellengenerator

Zum Überprüfen von Verstärkern, hauptsächlich von Impulsverstärkern, verwendet man häufig Rechteckschwingungen. Die durch den Verstärker bedingten Änderungen der Kurvenform lassen seine Eigenschaften klar erkennen.

Ein Rechteckimpuls (Bild 1) besteht aus einem positiven Spannungssprung und einem ihm nach einer gewissen Zeit T folgenden negativen Sprung gleicher Größe. Die Zeit T bezeichnet man als Impulsbreite.

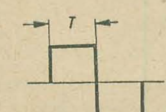


Bild 1: Rechteckimpuls

Zum Erzeugen von Rechteckschwingungen gibt es mehrere Möglichkeiten. Zu den bekanntesten zählt das Verfahren mittels Multivibrator und das durch „Kappen" von Sinusschwingungen. Hierunter versteht man das Wegschneiden des oberen Teils der Sinusschwingung. In der folgenden Beschreibung wird von der zweiten Methode Gebrauch gemacht.

Um möglichst steile Flanken zu erhalten, ist es erforderlich, die Sinusschwingungen nahe an der Nullinie abzuschneiden, da hier der Anstieg der Kurve fast senkrecht ist. Die einfachste Möglichkeit zum Abschneiden besteht darin, daß man die sinusförmige Spannung über einen Arbeitswiderstand auf zwei antiparallel geschaltete Dioden gibt. Die Form der dabei entstehenden Rechteckschwingungen kommt aber der Idealform nur sehr wenig nahe. Dies ist dadurch bedingt, daß die Dioden beim Umpolen der Spannung nur allmählich vom nichtleitenden in den leitenden Zustand übergeben. Verbessert werden kann die Kurvenform dadurch, daß die Dioden mit einer gewissen Gleichspannung vorgespannt werden.

Im Mustergerät wurde ein anderes Prinzip verwandt. Auf das Gitter einer Triode wird eine hohe Wechselspannung (einige 100 V) gegeben. Die Anodengleichspannung erhält die Röhre über einen Arbeitswiderstand.

Die Arbeitsweise ist folgende: Die Röhre ist in der negativen Halbwelle der Gitterwechselspannung vollkommen zugeregelt. Es fließt also kein Anodenstrom und an der Röhre liegt somit die volle Anodenbetriebsspannung. Liegt nun die positive Halbwelle am Gitter, so wird die Röhre praktisch vollkommen aufgeregelt, so daß nur noch eine geringe Anodenrestspannung vorhanden ist. Da schon Spannungen von etwa 20 V genügen, um die Röhre vom zugeregelten in den offenen

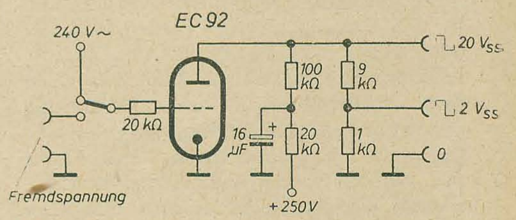


Bild 2: Schaltung des Rechteckwellengenerators

Hochpaß

Schaltung	Grenzfrequenz	Abfall auf 90%
1,6 nF / 100 kΩ	1000 Hz	15 μs
16 nF / 100 kΩ	100 Hz	0,15 ms
0,16 μF / 100 kΩ	10 Hz	1,5 ms
1,6 μF / 100 kΩ	1 Hz	15 ms

Tiefpaß

Schaltung	Grenzfrequenz	Anstieg auf 90%
100 kΩ / 1,6 nF	1000 Hz	0,37 ms
100 kΩ / 16 nF	100 Hz	3,7 ms
100 kΩ / 0,16 μF	10 Hz	37 ms
100 kΩ / 1,6 μF	1 Hz	0,37 s

Bild 4: Verformung einer Rechteckspannung 50 Hz (10 ms Impulsbreite) durch RC-Glieder

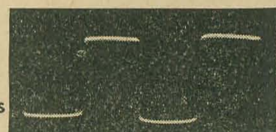
Zustand zu bringen, am Gitter aber einige 100 V vorhanden sind, geht natürlich das Umschalten in einer sehr kurzen Zeit vor sich. Dadurch wird ein steiler Flankenanstieg erreicht. Da bei positiver Gitterspannungshalbwelle Gitterstrom fließt, muß zur Begrenzung dieses Stromes ein Schutzwiderstand eingeschaltet werden. Dieser Widerstand darf jedoch keinen allzuhohen Wert haben, da sonst, bedingt durch die Zeitkonstante seines Wertes und der Röhreneingangs- und Verdrahtungskapazität, der Flankenanstieg verschlechtert würde. Im Mustergerät wurde eine Gitterwechselspannung von 240 V und ein Schutzwiderstand von 20 kΩ verwandt (Bild 2), so daß ein maximaler Gitterstrom von 17 mA floß. Dieser Generator ist schon längere Zeit in Betrieb, und es konnten keine Schäden an der Röhre festgestellt werden. Die Verwendung einer noch höheren Gitterwechselspannung ist jedoch nicht zu empfehlen, da bei der negativen Halbwelle die gesamte Spannung zwischen Gitter und Katode liegt, was leicht zu Überschlägen führen kann. Die Anodenspannung der Röhre wurde recht niedrig gewählt (etwa 20 V). Bei höheren Anodenspannungen tritt durch Gitterstromübernahme leicht eine Verformung der Rechteckkurve auf. Eine Rechteckspannung von 20 V_{ss} dürfte wohl für die meisten Fälle ausreichen. Zum Abgreifen einer niedrigeren Rechteckspannung wurde der Außenwiderstand aufgeteilt, so daß noch 2 V_{ss} abgegriffen werden können. Werden in das Gerät Koppelkondensatoren eingebaut, so müssen diese genügend groß sein, um Verformungen der Rechteckkurve zu vermeiden. Da die Anodenspannung nur 20 V beträgt, können ohne weiteres Niedervoltelkos mit 30 V Betriebsspannung verwendet werden. Die Gitterwechselspannung von etwa 240 V wird an der Anodenspannungswicklung des Netztransformators abgegriffen. Im Mustergerät wurde ein Umschalter vorgesehen. Mit diesem ist es möglich, das Gitter von der Wechselspannung zu trennen und auf eine Buchse zu legen. Es können dann, um Rechteckschwingungen anderer Frequenzen zu erzeugen, Wechselspannungen von außen zugeführt werden. Diese Spannungen werden einem Tongenerator entnommen und in einem Verstärker auf die nötige Größe gebracht.

Messungen mit Rechteckwellen

Um Verstärker zu überprüfen sind Rechteckschwingungen, wie eingangs bereits erwähnt, besonders gut geeignet. An der Verformung der Kurve im Verstärker läßt sich dessen Verhalten erkennen und bei einiger Übung einwandfrei dessen untere und obere Grenzfrequenz sowie irgendwelche Schwingneigungen.

Der Flankenanstieg

Bei einer idealen Rechteckkurve soll der Flankenanstieg senkrecht sein, das heißt, die Anstiegszeit muß 0 betragen. Dieser Wert ist jedoch in der Praxis nicht zu erreichen. Für eine Rechteckspannung von 50 Hz genügt im allgemeinen eine Anstiegszeit von 10 μs. Dies entspricht etwa 0,1% der Impulsbreite — ist also am normalen Oszillografen schon nicht mehr sichtbar.



Kurvenform am Generatorausgang, 50 Hz, 10 ms Impulsbreite

Gibt man Rechteckschwingungen auf ein RC-Glied und beobachtet die Spannung am Ausgang, so stellt man in Abhängigkeit von der Zeitkonstante verschiedene Verformungen fest. Da der Kondensator auf den Flanken seine Ladung nicht sprunghaft ändern kann, weil der Strom durch den Widerstand begrenzt ist, tritt eine Abflachung der Flanken auf.

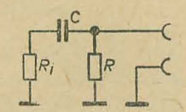


Bild 3: RC-Glied

Für die Aufladung eines Kondensators gilt:

$$U_C = U\left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}}\right)$$

Durch Umformung erhält man die Anstiegszeit der Spannung von 0 auf 90% für Rechteckschwingungen mit einer Frequenz von 50 Hz (10 ms Impulsbreite).

$$t_A = 2{,}3 \cdot R \cdot C.$$

Der Dachabfall

Er wird dadurch hervorgerufen, daß ein RC-Glied keine Gleichspannungen übertragen kann. Liegt am Kondensator C eine Spannung (Bild 3), so entlädt er sich über den Widerstand R. Hierfür gilt:

$$U_C = U \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}}$$

Für einen Dachabfall von 10% ergibt sich:

$$t = 0{,}095 \cdot R \cdot C.$$

H.-J. WELZEL und E. KUBAT

Berechnung von Röhrenwattmetern

Das Röhrenwattmeter eignet sich besonders zur Messung kleiner Wirkleistungen im Ton- und angrenzenden Frequenzgebiet, wo gleichzeitig die Forderung nach geringstem Eigenverbrauch der Meßanordnung besteht.
Lohnend erscheint u. a. der Einsatz zur Bestimmung der totalen Verluste von Leistungsferriten bei der Betriebsfrequenz und Betriebsinduktion, für die Messung der auf einen bestimmten Klirrfaktor bezogenen aufgenommenen Wirkleistung von Lautsprechern als Funktion der Frequenz, ohne eine vorhandene Anpassung an eine Endstufe wesentlich zu verfälschen.
Im folgenden werden kurz die Zusammenhänge der bekannten Röhrenwattmeter geklärt, um daraus eine Möglichkeit der Netzwerkdimensionierung und Röhrenauswahl abzuleiten.

Prinzipielle Wirkungsweise der Röhrenwattmeter

Voraussetzung für den Aufbau von Wirkleistungsmessern mit Elektronenröhren ist eine quadratische Form der dynamischen Kennlinie der zu verwendenden Elektronenröhren.
Allgemein läßt sich jede Kennlinie nach der Taylorschen Reihe für einen Arbeitspunkt folgendermaßen darstellen:

$$\mathfrak{i}_a = I_a + S\,\mathfrak{u}_g + \frac{S'}{2}\mathfrak{u}_g^2 + \frac{S''}{6}\mathfrak{u}_g^3 + \frac{S'''}{24}\mathfrak{u}_g^4 + \cdots \qquad (1)$$

Für Trioden kann man für einen bestimmten Aussteuerbereich mit guter Annäherung diese Reihe nach dem quadratischen Glied abbrechen.
Der entstehende Richtstrom wird dann

$$\Delta I_a = \frac{S'}{4}\hat{\mathfrak{u}}_g^2. \qquad (1\,a)$$

Als resultierenden Richtstrom für zwei Triodensysteme, die entsprechend zusammengeschaltet sind, erhält man somit:

$$\Delta I_a = \Delta I_{a1} - \Delta I_{a2} = \frac{S'}{4}\left(\hat{\mathfrak{u}}_{g_1}^2 - \hat{\mathfrak{u}}^2_{g_2}\right). \qquad (1\,b)$$

Führt man bei zwei elektrisch gleichen Röhrensystemen mit dem quadratischen dynamischen Kennlinienbereich

$$\mathfrak{i}_a = I_a + S\,\mathfrak{u}_g + \frac{S'}{2}\mathfrak{u}_g^2 \qquad (1\,c)$$

im Arbeitspunkt dem einen System eine Summenwechselspannung

$$\mathfrak{u}_{g1} = \hat{\mathfrak{u}}_1 \sin\omega t + \hat{\mathfrak{u}}_2 \sin(\omega t + \varphi), \qquad (2)$$

dem zweiten System eine Differenzwechselspannung

$$\mathfrak{u}_{g2} = \hat{\mathfrak{u}}_1 \sin\omega t - \hat{\mathfrak{u}}_2 \sin(\omega t + \varphi) \qquad (2\,a)$$

zu, so findet man durch Einsetzen in die Kennlinienfunktion für die Differenz der beiden Anodenwechselströme

$$\Delta\mathfrak{i}_a = \mathfrak{i}_{a1} - \mathfrak{i}_{a2}$$

und durch Integration dieser Differenz über die volle Periode den resultierenden Richtstrom

$$\Delta I_a = \frac{1}{T}\int_0^T (\mathfrak{i}_{a1} - \mathfrak{i}_{a2})\,dt = S'\hat{\mathfrak{u}}_1\hat{\mathfrak{u}}_2 \cos\varphi. \qquad (3)$$

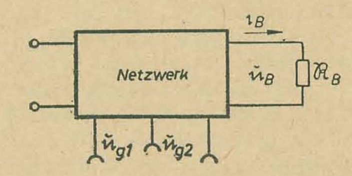


Bild 1: Prinzipdarstellung eines Netzwerkes

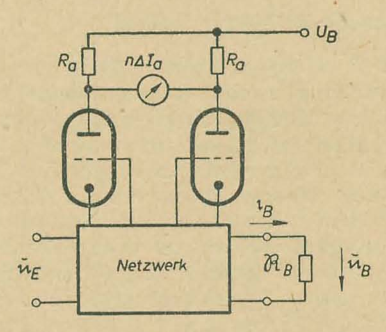


Bild 2: Prinzipschaltung des Röhrenwattmeters

Läßt man die beiden Spannungen $\mathfrak{u}_{g1}$ und $\mathfrak{u}_{g2}$ in einem Netzwerk (Bild 1) abfallen, dessen Schaltung so aufgebaut ist, daß

$$\mathfrak{u}_1 = K_1 \cdot \mathfrak{u}_B \qquad (3\,a)$$

einer Lastspannung und

$$\mathfrak{u}_2 = K \cdot \mathfrak{i}_B \qquad (3\,b)$$

einem Laststrom proportional sind, so gilt:

$$\Delta I_a = S' \cdot K_1 \cdot K \cdot \hat{\mathfrak{u}}_B \cdot \hat{\mathfrak{i}}_B \cdot \cos\varphi. \qquad (4)$$

Der meßbare resultierende Richtstrom (siehe Bild 2) ist also proportional der in dem Lastwiderstand $\mathfrak{R}_B$ verbrauchten Wirkleistung.

Netzwerk zur Gewinnung der spannungs- und stromproportionalen Größen

In der von Turner und Mc Namara angegebenen Schaltung wird ein Netzwerk nach Bild 3 verwendet, durch das bereits ein Meßfehler entsteht, da sowohl Strom- als auch Spannungsfehler vorhanden sind, wie man durch Kontrolle im Kurzschluß- und Leerlauffall feststellen kann.
Es ist daher von vornherein zweckmäßig, ein von Bader entwickeltes Netzwerk anzuwenden, wie es Bild 4 zeigt. Wird hierbei die Bedingung

$$R_3 = R_4 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \qquad (5)$$

erfüllt, so ist die Schaltung strom- und spannungsfehlerfrei, wie man wiederum durch Kontrolle im Kurzschluß- und Leerlauffall feststellen kann.
Die folgenden Betrachtungen beziehen sich auf das Netzwerk nach Bader.

Ermittlung der Netzwerkfaktoren

Nach den Gleichungen (3a) und (3b) müssen in dem Netzwerk je zwei Ströme durch die Widerstände R_2 fließen, die jeweils dem Belastungsstrom $\mathfrak{i}_B$ und der Lastspannung $\mathfrak{u}_B$ proportional sind. Für jedes gegebene Netzwerk nach Bild 4 sind dann zwei Proportionalitätsfaktoren vorhanden, über die sich für jeden beliebigen Belastungsfall die beiden resultierenden Steuergitterspannungen an R_2 bestimmen lassen.
Dies ist von besonderer Bedeutung, da die Gleichung (1c) nur in einem verhältnismäßig kleinen Aussteuerbereich einer in Frage kommenden Elektronenröhre gilt und somit der mögliche Meßbereich vorher bestimmt werden kann. Prinzipiell gilt also für die Steuergitterspannungen der beiden Röhrensysteme

$$\mathfrak{u}_{g1} = \mathfrak{i}'_1 \cdot R_2 = K_1\mathfrak{u}_B + K_2\mathfrak{i}_B R_2 \qquad (6)$$

und

$$\mathfrak{u}_{g2} = \mathfrak{i}_3 \cdot R_2 = K_1\mathfrak{u}_B - K_2\mathfrak{i}_B R_2$$
$$(K = K_2 \cdot R_2). \qquad (7)$$

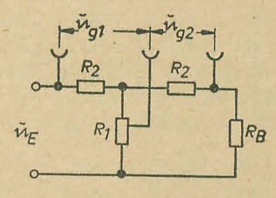


Bild 3: Einfaches Netzwerk zur Gewinnung der beiden Gitterwechselspannungen

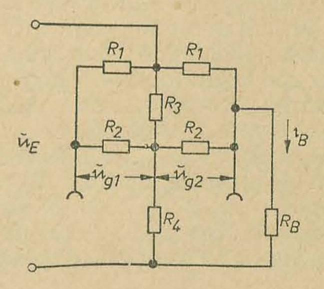


Bild 4: Netzwerk nach Bader

Die Faktoren K_1 und K_2 stellen eine Funktion der Netzwerkwiderstände R_1, R_2, R_3 und R_4 dar.
Für den Leerlauffall ($\mathfrak{i}_B = 0$) ergibt sich nach Gleichung (6):

$$\mathfrak{i}'_{1L} \cdot R_2 = K_1 \cdot \mathfrak{u}_B. \qquad (6\,a)$$

Entsprechendes gilt für den Kurzschlußfall ($\mathfrak{u}_B = 0$):

$$\mathfrak{i}'_{1K} = K_2 \cdot \mathfrak{i}_B. \qquad (6\,b)$$

Durch Einsetzen der Widerstandsverhältnisse in die Gleichungen (6a) und (6b) gelangt man zu folgenden Ausdrücken:

$$K_1 = \frac{1}{1 + \frac{R_4 (R_0 + R_1 + R_2)}{R_0 \cdot R_2}} \tag{8}$$

und

$$K_2 = \frac{R_1 \cdot (R_A + R_B + R_4)}{(R_0 + R_1 + R_p) \cdot (R_4 + R_B) \cdot \left(\frac{R_2}{R_4} + 1\right)} \,. \tag{9}$$

Hierin bedeuten:

$$R_0 = \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3}, \tag{9 a}$$

$$R_A = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2 + R_0}, \tag{9 b}$$

$$R_B = \frac{R_2 \cdot R_0}{R_1 + R_2 + R_0}, \tag{9 c}$$

$$R_P = \frac{R_2 \cdot R_4}{R_2 + R_4} \,. \tag{9 d}$$

Für beliebige Belastungswiderstände wird

$$\hat{\mathfrak{u}}_{g1} = \sqrt{(K_1 \cdot \hat{\mathfrak{u}}_B)^2 + (K_2 \hat{\mathfrak{i}}_B R_2)^2 + 2 K_1 \hat{\mathfrak{u}}_B K_2 \hat{\mathfrak{i}}_B R_2 \cos \varphi} \tag{10}$$

$$\mathfrak{u}_{g2} = \sqrt{(K_1 \hat{\mathfrak{u}}_B)^2 + (K_2 \hat{\mathfrak{i}}_B R_2)^2 - 2 K_1 \hat{\mathfrak{u}} K_2 \hat{\mathfrak{i}}_B R_2 \cos \varphi} \,. \tag{11}$$

Netzwerkdimensionierung

Aus Gleichung (1 b) erkennt man, daß die Größe des resultierenden Richtstromes mit zunehmender Differenz der beiden Gitterwechselspannungen steigt. Dabei ist zu beachten, daß der Scheitelwert der Gitterwechselspannungen den gegebenen Aussteuerbereich nicht überschreitet. Um eine möglichst große Differenz zu erhalten, wird man die Gitterwechselspannungen so unterschiedlich wie möglich wählen. Aus einer Maximumbestimmung findet man diese Bedingung für beliebige Phasenwinkel erfüllt, wenn

$$K_1 \cdot \hat{\mathfrak{u}}_B = K_2 \cdot \hat{\mathfrak{i}}_B \cdot R_2 \tag{12}$$

wird. Für $R_2 = |\mathfrak{R}_B|$ ist $K_1 = K_2$.

Für diesen Fall erhält man zunächst aus den Gleichungen (8) und (9) eine komplizierte Gleichung für $R_4 = f(R_1, R_2)$.

Praktisch ergibt sich eine brauchbare Lösung aus folgenden Überlegungen: Der Strompfad des Netzwerkes muß möglichst niederohmig gegen $\mathfrak{R}_B$ sein, damit wird $R_1 < \mathfrak{R}_B$. Der Spannungspfad muß hochohmig gegen $\mathfrak{R}_B$ sein, also $R_4 > \mathfrak{R}_B$. Es wird dann $R_4 \gg R_1$. Unter diesen Voraussetzungen beschreibt man folgende Widerstände genügend genau durch

$$R_P \approx R_2$$

sowie

$$R_0 \approx R_1 + R_2$$

und erhält folgende quadratische Gleichung für R_4:

$$R_4^2 + R_4 \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{2 (R_1 + R_2)} - \frac{R_2^2}{R_1}\right) - \left\{ \frac{(R_1 + R_2) R_2^2}{2 R_1} - \left[\frac{R_1}{R_1 + R_2} + 1\right] \frac{R_2^2}{4} \right\} = 0. \tag{13}$$

Zur Vereinfachung werden gesetzt:

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{2 (R_1 + R_2)} - \frac{R_2^2}{4} = A, \tag{13 a}$$

$$\frac{(R_1 + R_2) R_2^2}{2 R_1} - \frac{R_2^2}{4}\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} + 1\right) = B. \tag{13 b}$$

R_4 berechnet sich dann aus:

$$R_4 = -\frac{A}{2} \pm \sqrt{\frac{A^2}{4} + B} \,. \tag{13 c}$$

Als letzter Wert ist nun noch R_1 begrenzt zu wählen, durch den man die Größe der Faktoren K_1 und K_2 variieren kann, jedoch muß die gemachte Voraussetzung erfüllt werden.

Selbstverständlich können mit diesem Netzwerk auch Messungen an Belastungswiderständen durchgeführt werden, die nicht der Bedingung $R_2 = |\mathfrak{R}_B|$ entsprechen, jedoch wird man schon aus Gründen des Eigenverbrauches eine annähernde Anpassung des Netzwerkes an den Belastungswiderstand erstreben. Mit den berechneten Faktoren K_1 und K_2 läßt sich auch ein Überblick über den Meßbereich als Funktion von $\mathfrak{R}_B$ verschaffen.

Auswahl der Röhrensysteme

Das schwierigste Problem stellt die Bereitstellung zweier Röhrensysteme mit gleichem Kennlinienverlauf dar, wobei es vorteilhaft ist, Röhren zu verwenden, die bereits eine gewisse Alterung unter Belastung erfahren haben, um ein Auseinanderlaufen der Kennlinien während des Betriebes weitgehend zu verhindern. Für einen relativ großen Richtstrom wählt man nach Gleichung (1b) Röhrensysteme, bei denen der Differentialquotient der dynamischen Steilheit möglichst hoch liegt und dabei gleichzeitig der Gitterspannungsbereich für S' = konst. möglichst breit ist.

Günstige Eigenschaften in dieser Hinsicht besitzt die Doppeltriode ECC 85 bei Außenwiderständen $R_a < 5\ k\Omega$ und Betriebsspannungen von etwa 200 V.

Meßtechnisch bereitet die Erfassung dieser Eigenschaften keine Probleme. Bei genügender Genauigkeit stimmt die vorausbestimmte Skaleneichung mit der praktisch erprobten sehr gut überein.

Die verschiedentlich angegebenen Schaltungen, bei denen die Außenwiderstände zum Nullabgleich bei gleicher Aussteuerung der beiden Systeme (Wirkleistung = 0) in Grenzen variabel gestaltet sind, können natürlich auch nicht einen Ausgleich unterschiedlicher Kennlinien erreichen, es wird hier lediglich die Bedingung

$$I_{a1} \cdot R_{a1} = I_{a2} \cdot R_{a2} \quad (\hat{\mathfrak{u}}_{g1} = \hat{\mathfrak{u}}_{g2})$$

erfüllt. Man sieht, daß bei Erfüllung dieser Gleichung durch $R_{a1} \neq R_{a2}$ die erste Ableitung der Steilheit beider Röhren nicht mehr gleich sein kann. Es tritt dann je nach Größe der Abweichung ein Meßfehler auf.

Von besonderer Bedeutung ist die absolute Stabilität sämtlicher Speisespannungen, sowie eine gute Wärmeabführung, damit eine Veränderung der Kennlinienwerte durch äußere Einflüsse vermieden wird.

Eine gute Kontrollmöglichkeit der richtigen Arbeitsweise der gesamten Schaltung ergibt sich aus der Tatsache, daß die Zunahme des Richtstromes linear mit der gemessenen Wirkleistung erfolgen muß.

Meßbereichsgrenzen

Die obere Grenze des Meßbereiches ist durch die Breite des Aussteuerbereiches für S' = konst. durch die Röhrensysteme gegeben. Da man aber auf der anderen Seite auch nur einen Teil der an R_2 abfallenden Steuergitterspannungen abgreifen kann, ist praktisch eine obere Grenze durch die Belastbarkeit des Netzwerkes selbst gegeben. Diese Betrachtung ist allerdings wenig interessant, da man wohl für die Messung großer Leistungen die üblichen Meßverfahren anwenden wird.

Die untere Grenze ist jedoch dadurch festgelegt, daß die Steuergitterspannungen so groß sein müssen, daß ein mit normalen Mitteln meßbarer Richtstrom entsteht und die Röhrenkennlinie als quadratische Funktion betrachtet werden kann.

Zahlenbeispiel

Es soll $R_B = 450\ \Omega$, $R_2 = 450\ \Omega$ und $R_1 = 10\ \Omega$ sein.

R_4 wird nach Gleichung (13) 20,5 kΩ und R_3 nach Gleichung (5) 21 kΩ.

Für dieses Netzwerk können durch die Gleichungen (8) und (9) folgende Faktoren ermittelt werden:

$$K_1 = 10{,}9 \cdot 10^{-3} \text{ und } K_2 = 11{,}1 \cdot 10^{-3}.$$

Bei ohmscher Last $R_B = 450\ \Omega$ und $\hat{\mathfrak{u}}_B = 10$ V ergeben sich folgende Steuergitterspannungen:

$$\hat{\mathfrak{u}}_{g1} = \hat{\mathfrak{u}}_B (K_1 + K_2) = 220 \text{ mV},$$

$$\hat{\mathfrak{u}}_{g2} = \hat{\mathfrak{u}}_B (K_1 - K_2) = 2 \text{ mV}.$$

Wird R_B auf 400 Ω verringert, $\hat{\mathfrak{u}}_B = 10$ V beibehalten, erhält man entsprechend:

$$\hat{\mathfrak{u}}_{g1} = K_1 \cdot \hat{\mathfrak{u}}_B + K_2 \cdot \hat{\mathfrak{i}}_B \cdot R_2 = 234 \text{ mV},$$

$$\hat{\mathfrak{u}}_{g2} = K_1 \cdot \hat{\mathfrak{u}}_B - K_2 \cdot \hat{\mathfrak{i}}_B \cdot R_2 = 16 \text{ mV}.$$

Hieraus können für ein bestimmtes Triodenpaar die resultierenden Richtströme berechnet werden.

Zusammenfassung

Nach kurzer Betrachtung der prinzipiellen Wirkungsweise der Röhrenwattmeter werden die für das verwendete Netzwerk nach Bader vorhandenen Proportionalitätsfaktoren rechnerisch abgeleitet, über die sich die Steuergitterspannungen für alle Belastungsfälle bestimmen lassen. Für eine möglichst große Gitterwechselspannungsdifferenz erfolgt die Darlegung einer Berechnungsmöglichkeit der Netzwerkwiderstände.

Auf die Auswahl der Röhrensysteme und die Meßbereichsgrenzen wird im Zusammenhang eingegangen.

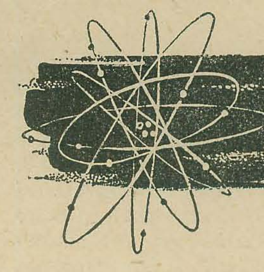
Literatur

Barkhausen: Elektronenröhren, S. Hirzel-Verlag, Leipzig

Schwerdtfeger: Elektrische Meßtechnik, Teil II, Wintersche Verlags-Handlung

Nachrichtentechnik 11 (1955)

Elektronische Rundschau 8 (1958)



Dr. R. STANGE

Die Welleneigenschaften der Mikroobjekte

In den vorangehenden Artikeln wurden immer wieder die „Teilcheneigenschaften" der Photonen wie Masse, Impuls usw. herausgestellt, da diese das wesentlich Neue waren, was die Quantentheorie der üblichen Vorstellung vom Photonenstrahl als einer elektromagnetischen Welle hinzugefügt hat. Die Welleneigenschaften etwa von Licht- oder Röntgenstrahlen lassen sich durch Interferenz- und Beugungsversuche beweisen. Bild 1 zeigt das Beugungsbild, das entsteht, wenn ein eng gebündelter monochromatischer Röntgenstrahl (Wellenlänge $\lambda = 0{,}71$ ÅE) durch eine dünne Silberfolie tritt. Die Folie enthält eine große Menge winziger Silberkriställchen verschiedenster Orientierung. Durch Beugung des Röntgenstrahles an den Raumgittern der Mikrokristalle wird der Röntgenstrahl so aufgespalten, wie das Bild zeigt. Aus den Abständen der schwarzen Ringe („Beugungsmaxima") läßt sich auf die Gitterstruktur des Silbers schließen.

Bild 1: Beugung eines monochromatischen Röntgenstrahls an einer Silberfolie

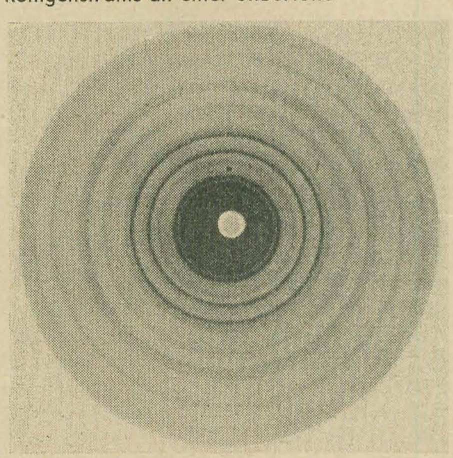
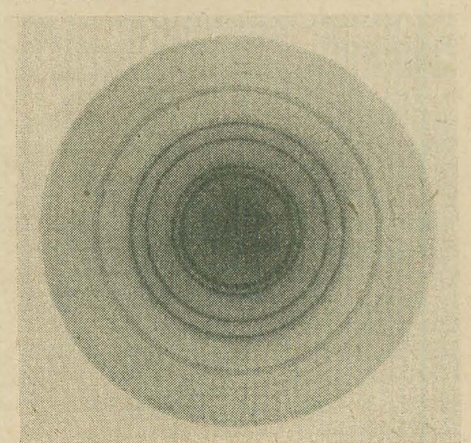


Bild 2: Beugung eines Elektronenstrahls an einer Silberfolie



Ganz ähnlich sieht Bild 2 aus. Hier ist jedoch ein Elektronenstrahl durch die Silberfolie hindurchgegangen. Die Elektronen waren alle in einem Potentialgefälle von 36 kV beschleunigt worden, besaßen also annähernd gleiche Geschwindigkeiten. Das ebenfalls entstehende Beugungsbild zeigt, daß die Elektronen neben ihren Teilcheneigenschaften auch Welleneigenschaften besitzen. (Diese Wellen werden auch „Materie"-Wellen genannt.) Die zugehörige Wellenlänge λ läßt sich aus der schon früher verwendeten Beziehung

$$\lambda = \frac{h}{p} = \frac{h}{mv} \qquad (1)$$

berechnen. Damals diente uns diese Gleichung zur Bestimmung des Photonenimpulses p aus seiner Wellenlänge. Sie gilt aber für alle Teilchen (sowohl Elementarteilchen als auch Kerne, Atome, Moleküle usw.) und bildet eine Brücke zwischen den Wellen- und Teilcheneigenschaften. In dem Fall, daß die Teilchen ihre Geschwindigkeit durch Beschleunigung in einem elektrischen Feld erlangt haben, läßt sich in (1) v durch die Beschleunigungsspannung U ersetzen. Für Elektronen als Beispiel gilt dann die Zahlenwertgleichung

$$\lambda = \frac{12{,}25}{\sqrt{U}}, \quad \lambda \text{ in ÅE, U in V.} \qquad (2)$$

Die Elektronen in Bild 2 besaßen danach eine Wellenlänge von 0,064 ÅE. Gleichung (2) gilt übrigens nur, wenn die Teilchengeschwindigkeit hinreichend klein gegenüber der Lichtgeschwindigkeit ist, so daß in (1) $m \approx m_0$ gesetzt werden kann.

Der Wellencharakter der Teilchen wurde zuerst von de Broglie (1923) erkannt. Inzwischen liegt ein ungeheures experimentelles Beweismaterial über Elektroneninterferenzen an Kristallen vor, das den Röntgeninterferenzen an Kristallen nicht nachsteht. Aber auch für die eigentliche Atomphysik war der Wellencharakter des Elektrons von wesentlicher Bedeutung. Wir haben früher gesehen, wie nur mit Hilfe von Zusatzannahmen (z. B. Drehimpulsquantelung), die gar nicht in den Rahmen der bisherigen Physik paßten, von Bohr die Gleichung für die Elektronenbahnen im Wasserstoffatom[1]) abgeleitet wurde. Gehen wir von dem Wellencharakter des Elektrons aus, so ergibt sie sich viel zwangloser. Ein auf einer Kreisbahn um den Kern umlaufendes Elektron bedeutet danach einen kreisförmig geschlossenen Wellenzug. Dieser muß aber eine ganze Zahl n (die schon bekannte Hauptquantenzahl) von Wellenlängen enthalten, da er sich sonst durch Interferenz auslöschen würde, also nicht vorhanden wäre; und damit könnte auch das Elektron nicht existieren. Es muß also gelten

$$2\,\pi\, r_n = n\,\lambda. \qquad (3)$$

setzt man λ aus (1) ein, so erhält man

$$2\,\pi\, r_n = \frac{n\,h}{m\,v_n},$$

$$m v_n r_n = n\,\frac{h}{2\pi} = n\,\hbar \qquad (4)$$

und das ist eine Verallgemeinerung der Gleichung (12) aus dem Artikel „Impuls und Drehimpuls"[2]). Im Grundzustand des Wasserstoffatoms ist n = 1. Es ist zu beachten, daß Gleichung (3) das Plancksche Wirkungsquantum h nicht enthält. Im Wellenbild des Elektrons ist also die Existenz diskreter „Eigenschwingungen" des Elektrons um den Kern schon aus der klassischen Physik heraus erklärbar. Hätte man die Welleneigenschaften des Elektrons vor seinen Teilcheneigenschaften entdeckt, so hätte man die Energiestufen der Atome innerhalb der klassischen Physik finden können. Allerdings macht das Wellenbild allein keine Aussage über die Anzahl der Elektronen, die ja gerade für das Verständnis des Periodensystems, also der chemischen Eigenschaften der Stoffe, von Bedeutung ist. Die volle Kenntnis vom Bau der Atome und Moleküle erlangen wir nur bei Berücksichtigung von Wellen- und Teilcheneigenschaften der Elektronen.

Aus den Welleneigenschaften der Atome und Moleküle eines Gases, die in einem Gefäß eingeschlossen sind, folgt auch, daß ihre Translationsenergie gequantelt sein muß. Die Teilchen können ja nur existieren, wenn ihre zugehörige Welle sich als stehende Welle ausbilden kann, wenn also die Entfernung zwischen zwei gegenüberliegenden Wänden ein ganzzahliges Vielfaches der halben de-Broglie-Wellenlänge ist. Damit werden nur ganz bestimmte λ-Werte zugelassen. Wegen (1) muß dann v und also auch die kinetische Translationsenergie gequantelt sein. Die Abstände zwischen zwei Energiestufen sind allerdings so klein, daß diese Energiequantelung im allgemeinen keine Rolle spielt. Die verschiedenen Teilchen im Gas können außerdem durch Interferenz ihrer Wellen in Wechselwirkung treten und sich gegenseitig beeinflussen.

Wellen- und Teilcheneigenschaften scheinen einander auszuschließen. Nach dem Teilchenbild ist z. B. das Elektron oder das Photon in einem Volumen von etwa

---

[1]) radio und fernsehen 16 (1959) S. 522, Gleichung (14).

[2]) radio und fernsehen 16 (1959) S. 522.

10^{-13} cm Durchmesser lokalisiert, während sie nach dem Wellenbild den ganzen unendlichen Raum (bzw. das gesamte Volumen, in das die Elektronen, oder den spiegelnden Hohlraum, in den die Photonen eingeschlossen sind) erfüllen sollten. Trotzdem existiert tatsächlich kein logischer, sondern ein dialektischer Widerspruch zwischen Wellen- und Teilchenaspekt. Das kommt zum Ausdruck in einer wichtigen, viel diskutierten und auch viel mißdeuteten Beziehung: der Heisenbergschen Unschärferelation. Sie besagt zunächst (in einem Spezialfall), daß Ort und Impuls eines Teilchens niemals ganz genau, sondern immer nur mit einem gewissen Fehler („Unschärfe") Δx und Δp bestimmt werden können, derart, daß immer

$$\Delta x \cdot \Delta p \gtrapprox h \qquad (5)$$

ist. (Da eine gewisse Willkür in der Definition von Δx und Δp besteht, ist in (5) das „ungefähr" Zeichen $\approx$ geschrieben. Aus diesem Grund macht es auch nicht viel aus, wenn in (5) $\hbar$ statt h geschrieben wird, wie es gelegentlich geschieht.) Gleichung (5) besagt: Je genauer der Ort eines Teilchens bestimmt ist, um so weniger genau läßt sich sein Impuls angeben und umgekehrt. Eine andere Form der Unschärferelation verknüpft die Unbestimmtheiten von Energie und Zeit miteinander nach

$$\Delta E \cdot \Delta t \gtrapprox h. \qquad (6)$$

Die Unschärferelation darf nicht agnostizistisch in dem Sinne ausgelegt werden, daß durch (5) und (6) nur die Meßgenauigkeit von an sich genau bestimmten Größen eingeschränkt wird. Tatsächlich besagen (5) und (6), daß die Begriffe Ort und Impuls bzw. Energie und Zeit nur noch insoweit unabhängig voneinander einen Sinn haben, als es mit (5) und (6) verträglich ist. Diese „Unbestimmtheit" folgt einfach mit zwingender Notwendigkeit aus dem Dualismus Welle-Korpuskel. Wir betrachten eine unendlich ausgedehnte Sinuswelle als Repräsentant eines Teilchens. Wegen der reinen Sinusschwingung ist $\Delta\lambda$ gleich Null. Da das Teilchen irgendwo in der Welle sitzen kann, ist $\Delta x = \infty$. Soll das Teilchen besser lokalisiert werden, Δx also einen endlichen, möglichst kleinen Wert haben, so muß die Sinusschwingung an beiden Seiten entsprechend beschnitten werden. Die Fourier-Zerlegung zeigt, daß ein solches endliches Stück einer Sinusschwingung aus vielen (genau genommen unendlich vielen) unbegrenzten Sinusschwingungen mit verschiedenen λ zusammengesetzt werden kann. Sie erfüllen ein Wellenlängenspektrum der mittleren Breite $\Delta\lambda$, und es ergibt sich, daß $\Delta\lambda$ zunimmt, wenn Δx abnimmt. Aus der Fourier-Zerlegung folgt

$$\Delta x \cdot \Delta\left(\frac{1}{\lambda}\right) \approx 1 \qquad (7)$$

Multipliziert man noch auf beiden Seiten mit h, so folgt aus (1) die Unschärferelation (5).

Wir wollen nun (5) auf das Wasserstoffatom anwenden, um zu sehen, wie genau die aus (4) berechneten Bahnradien eigentlich bestimmt sind. Wir nehmen dazu an, daß die Geschwindigkeit v_n auf der n-ten Bahn, also auch der Impuls p_n so unbestimmt wie möglich ist, wir setzen also $\Delta p_n \approx p_n$. Dann folgt aus (5), (1) und (3):

$$\Delta r_n \cdot \Delta p_n \gtrapprox h$$

$$\Delta r_n \gtrapprox \frac{h}{p_n} = \lambda_n = \frac{2\pi r_n}{n}$$

so daß

$$\frac{\Delta r_n}{r_n} \gtrapprox \frac{2\pi}{n} \qquad (8)$$

Das Ergebnis ist verblüffend. Im Grundzustand des Wasserstoffatoms (n = 1) ist $\frac{\Delta r_n}{r_n}$ größer als 100%. Nach der Unschärferelation ist also r_1 wesentlich unbestimmter, als die Berechnung nach der Bohrschen Theorie ergibt. Damit wird eigentlich das ganze komplizierte Bild, das nach Bohr die Elektronenwolke eines vielelektronigen Atoms als eine Art Planetensystem mit wohlbestimmten Bahnen zeigt, hinfällig. — Wird in (8) jedoch n sehr groß, so nimmt der relative Fehler des Bahnradius immer mehr ab. Dieser Tatbestand wurde von Bohr schon frühzeitig als „Korrespondenzprinzip" formuliert: Mit wachsender Quantenzahl geht die Quantenphysik in die klassische Physik über. In makroskopischen Bereichen können also Ortsangaben im Prinzip mit beliebiger Genauigkeit gemacht werden.

Nun soll die Genauigkeit der Energieangaben in der Bohrschen Theorie mit Hilfe von (6) überprüft werden. Wird das Elektron im Wasserstoffatom aus dem Grundzustand (sei es durch Stoß, sei es durch Absorption eines Lichtquants) in einen angeregten Zustand gebracht, so verbleibt es nur eine kurze Zeit Δt in diesem angeregten Zustand und kehrt dann wieder in den Grundzustand zurück. Wann das genau geschieht, läßt sich nicht voraussagen, im Einzelfall ist Δt unbestimmt, es liegt aber im Mittel in der Größenordnung 10^{-8} s. Das ist die Unbestimmtheit der Zeit, aus der sich nach (6) ΔE berechnen läßt. Man erhält einen anschaulicheren Ausdruck, wenn man noch die Umlaufzeit $t_1 \approx 10^{-16}$ s auf der ersten Bohrschen Bahn einführt. Dann ergeben sich aus (6) und den Gleichungen (14) und (15) [Heft 16 (1959) S. 522] und aus

$$t_1 = \frac{2\pi r_1}{v_1}.$$

die Beziehungen

$$\frac{\Delta E_n}{E_n} \gtrapprox \frac{h}{\Delta t \cdot E_n}$$

$$\frac{h}{E_n} = 2n^2 \frac{\hbar^2 \cdot h}{m_e e_0^4} = 2n^2 t_1,$$

so daß

$$\frac{\Delta E_n}{E_n} \gtrapprox 2n^2 \cdot \frac{t_1}{\Delta t}. \qquad (9)$$

Für kleine n ist der relative Fehler der Energiebestimmung kleiner als 10^{-5}%, die Energiestufen sind also fast beliebig scharf definiert. Die kleine Unbestimmtheit in ΔE, die nach (9) noch verbleibt, macht sich in einer endlichen Breite der Spektrallinien bemerkbar, der sogenannten „natürlichen Linienbreite". Die Linien der Spektren sind aber im allgemeinen auf Grund weiterer Ursachen wesentlich stärker verbreitert, als es Gleichung (9) entspricht. — Für sehr große n werden dagegen nach (9) die Energiestufen immer verwaschener. Auch das ist eine Konsequenz des Bohrschen Korrespondenzprinzips. In der makroskopischen Physik gibt es keine Energiestufen mehr.

Unbefriedigend bleibt, daß die an sich genauen Energiestufen über die letzten Endes bedeutungslosen Bahnradien und Bahngeschwindigkeiten gewonnen wurden. Es wäre wünschenswert, wenn eine Theorie des Atombaus nur die Größen lieferte, die physikalisch wirklich sinnvoll sind, also vor allem die Energiestufen. Das leistet die von Schrödinger 1926 aufgestellte Wellenmechanik. Sie verzichtet von vornherein auf eine genaue Beschreibung der Elektronenbahnen, die wegen der Unschärferelation sowieso physikalisch sinnlos ist, und beschränkt sich darauf, die Wahrscheinlichkeit $\psi^2 \Delta\tau$ dafür anzugeben, daß das Elektron im Volumenelement $\Delta\tau$ angetroffen wird. Die hier auftretende ψ-Funktion ergibt sich als Lösung der Schrödingergleichung, die im einfachsten Fall

$$\Delta\psi + \frac{2m}{\hbar^2}[E - U(x, y, z)]\,\psi = 0 \qquad (10)$$

lautet. Δ ist der Laplaceoperator

$$\Delta\psi = \frac{\partial^2\psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\psi}{\partial z^2}$$

(10) ist also eine partielle Differentialgleichung 2. Ordnung für die gesuchte Funktion ψ. U ist die potentielle Energie des Teilchens der Masse m an der Stelle x, y, z. E ist die Gesamtenergie des Teilchens. Wegen der Wahrscheinlichkeitsbedeutung von ψ^2 muß

$$\int \psi^2 \, d\tau = 1 \qquad (11)$$

sein, wenn das Integral über den ganzen Raum erstreckt wird, in dem sich das Teilchen aufhalten kann. ψ muß also stark genug gegen Null gehen, damit (11) erfüllt bleiben kann, es muß auch überall eindeutig sein. Die Mathematik zeigt nun, daß es im allgemeinen keine Funktion ψ gibt, die allen diesen Bedingungen genügt und auch noch die Differentialgleichung (10) erfüllt. Nur bei ganz bestimmten Werten E, den „Eigenwerten", gibt es Lösungen („Eigenfunktionen") von (10). Die Eigenwerte sind die Energiestufen des behandelten atomaren Systems, und ihrer Bestimmung gilt das erste Interesse bei der Lösung der Schrödingergleichung. Die ψ-Funktionen braucht man dann, um feinere Angaben, etwa über Intensität und Polarisation der Spektrallinien, machen zu können. — (10) läßt sich nur in wenigen, sehr einfachen Fällen exakt lösen. Dazu gehört das Wasserstoffatom, bei dem man wieder auf die schon früher angegebenen Energiestufen kommt. Für komplizierter gebaute Atome und Moleküle sind Näherungsmethoden entwickelt worden. In diesen Fällen muß die Schrödingergleichung, die in der Form (10) nur für ein Teilchen und für zeitunabhängige Zustände gilt, erweitert werden.

Transistoren in Glättungsfiltern

Man benötigt in Netzgleichrichtern zur Siebung des pulsierenden Gleichstromes Siebketten, die entweder aus RC- oder aus LC-Gliedern bestehen. Die Verwendung von RC-Filtern ist auf kleine Gleichströme beschränkt, da für größere Ströme der Spannungsabfall am Reihenwiderstand zu groß wird und damit der Gleichrichterwirkungsgrad sinkt. Bei Strömen

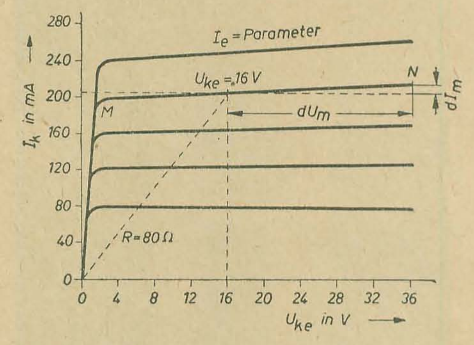


Bild 1: Kollektorkennlinienfeld eines Leistungstransistors

oberhalb 10 mA verwendet man LC-Siebglieder. Diese haben einen höheren Siebfaktor als RC-Glieder, die verwendete Siebdrossel ist jedoch groß und schwer und besitzt ein sie umgebendes Magnetfeld.

Ähnlich, wie man eine Röhre bei geeigneter Schaltung anstelle der Drossel verwenden kann, läßt sich ein Leistungstransistor zur Siebung in Netzanschlußgeräten einsetzen. Bei bestimmten Arbeitsbedingungen des Transistors hat dieser einen hohen Wechselstromwiderstand bei einem gleichzeitig kleinen Gleichstromwiderstand. Dies kann aus dem Kollektorkennlinienfeld abgeleitet werden, wie Bild 1 zeigt. Der Kollektorstrom I_k hängt nicht von der Kollektorspannung U_k, sondern vom Emitterstrom I_e ab. Der Widerstand des Transistors im Arbeitspunkt wird für die Gleichstromkomponente:

$$R = U_{ke}/I_o. \qquad (1)$$

I_o ist der Strom im Arbeitspunkt.

Der Wert dieses Widerstandes liegt zwischen 10 und 100 Ω. Aus Bild 1 folgt für U_{ke} = 16 V und I_o = 200 mA der Widerstand R = 80 Ω. Aus dem Kennlinienfeld folgt weiter, daß für konstantgehaltenen Emitterstrom I_e jede Veränderung von U_k längs der Linie M-N verläuft. Der Innenwiderstand für Wechselstrom r_k wird durch die Steigung dieser Geraden bestimmt und ist:

$$r_k = d\,U_m/d\,I_m. \qquad (2)$$

Für die hier verwendeten Leistungstransistoren liegt r_k bei einigen 10 kΩ.

Während kürzerer Zeitintervalle kann der Emitterstrom durch ein RC-Filter mit großer Zeitkonstante konstant gehalten werden. Bild 2 zeigt die grundsätzliche Schaltung. Da die Spannung zwischen Basis und Emitter nur einige Zehntel Volt beträgt, kann sie vernachlässigt werden und es gilt:

$$I_e = U_c/R_1, \qquad (3)$$

wobei U_c die Spannung über dem Kondensator ist.

Im Bild 3 ist die Schaltung des Siebgliedes mit Transistor dargestellt. C_1 ist der Ladekondensator der Gleichrichterschaltung, C_2, R_1 dienen zur Konstanthaltung des Emitterstromes, R_2 gestattet den Gleichstromarbeitspunkt des Transistors einzustellen. Am Lastwiderstand R_L tritt die Spannung U_o beim Strom I_o auf. Die Wahl der Größe des Kondensators C_1 hat so zu erfolgen, daß die Eingangsbrummspannung der Filterschaltung unterhalb 8 bis 10 V bleibt. Die Auswahl des Leistungstransistors muß so erfolgen, daß der Strom I_o nicht größer als 50% des maximal zulässigen Stromes $I_{k\ max}$ beträgt. Der optimale Wert der Spannung U_{ke} liegt bei 16 bis 20 V. R_1 wird mit etwa 80 bis 100 Ω gewählt. Die Größe des Kondensators C_2 ergibt sich aus der Formel:

$$C_2 \geqq 0{,}5 \frac{1}{f_{br} \cdot R_1}. \qquad (4)$$

Der Siebfaktor Φ der Schaltung ist das Verhältnis der Eingangs- zur Ausgangsbrummspannung. Die Größe des Widerstandes R_2 läßt sich errechnen nach der Formel:

$$R_2 \approx \frac{\alpha \cdot U \cdot R_L}{U(1-\alpha) - U_{ke}(R_{L/r_k} + 1 - \alpha) - I_{ko} \cdot R_L}. \qquad (5)$$

R_L ist der Lastwiderstand der Schaltung (Verbraucher) und I_{ko} der Kollektorreststrom bei kurzgeschlossenem Emitterkreis.

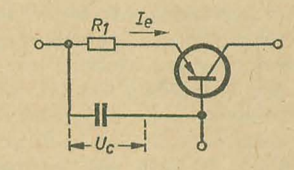


Bild 2: Filter im Basiskreis

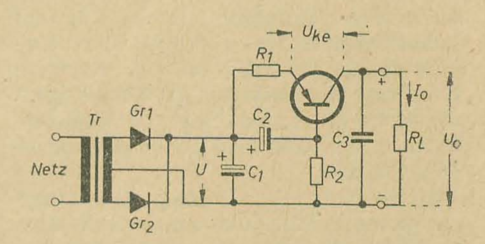


Bild 3: Schaltung des Siebgliedes mit Transistor als Drossel

Zur Einstellung der Schaltung wird anstelle von R_2 ein drahtgewickeltes Potentiometer von etwa 50 kΩ verwendet und auf U_{ke} = 20 V eingestellt. Zum Schutze des Transistors muß eine Feinsicherung in den Kollektorkreis gelegt werden, sie ist für den höchsten zulässigen Kollektorstrom zu bemessen.

In der Tabelle 1 sind experimentell aufgenommene Werte für verschiedene Transistorfilter angegeben. Hierbei ist U_o und I_o Ausgangsspannung und -strom, U_{br1} die an C_1 stehende Eingangsbrummspannung, U_F die an R_1 und dem Transistor abfallende Spannung, U_{br2} die Ausgangsbrummspannung, Φ der Siebfaktor und L_F die äquivalente Induktivität der Schaltung.

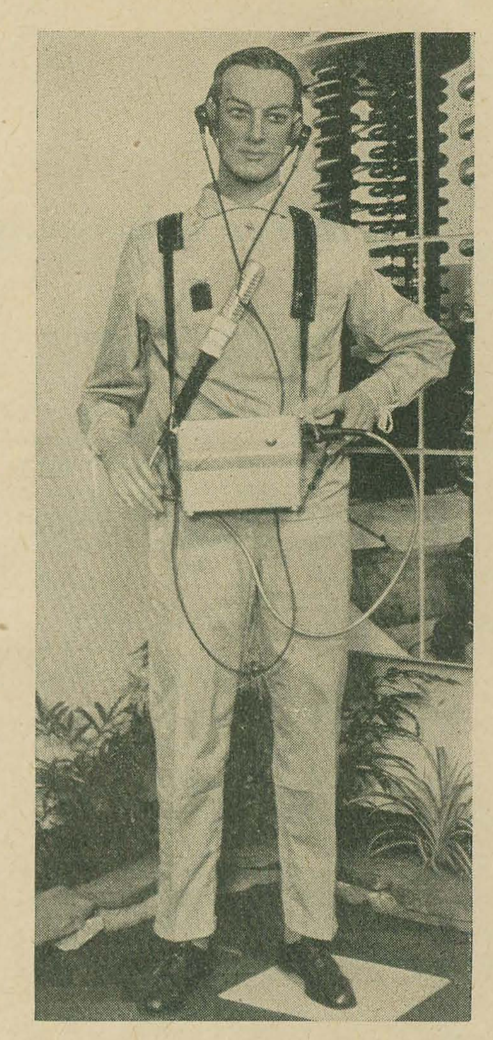
Der Transistor muß für diese Anwendung entfernt von wärmeerzeugenden Teilen angeordnet und mit einer ausreichenden Kühlfläche versehen sein. In den Beispielen der Tabelle 1 ist R_1 mit 90 Ω und C_2 mit 60 μF gewählt worden.

Tabelle 1

Transistortyp	U_o in V	I_o in mA	U_{br1} in V	U_{ke} in V	U_F in V	C_1 in μF	U_{br2} in V	Φ	L_F in H
П 4	250	200	8	18	36	30	0,04	200	16,7
П 4	250	300	8	17	44	10	0,13	61	15,6
П 4	350	50	8	19	23,5	10	0,045	177	44,8
П 3 В	350	50	8	21	25,5	10	0,021	380	96
П 4	350	100	8	18	27	10	0,063	127	32
П 3 В	350	100	8	18	27	10	0,042	190	48
П 4	150	50	8	20	24,5	10	0,04	200	50,6
П 3 В	150	100	8	19	28	10	0,042	190	48

Bearbeitet von Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer nach einem Beitrag von Matschinski und Stilmann aus der sowjetischen Zeitschrift „Radio".

ISOTOPE im Dienst des technisch-wissenschaftlichen Fortschritts



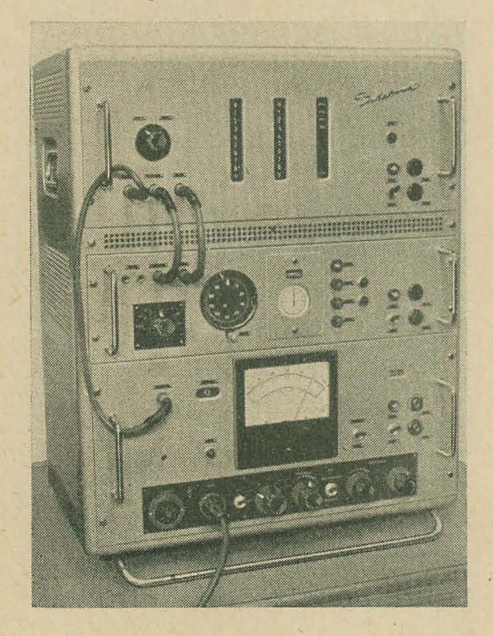
Die Ausrüstung eines Strahlenarbeiters (Filmdosimeter, Geiger-Müller-Zählrohr, Strahlennachweisgerät

Obwohl sich die Isotopentechnik erst im Entwicklungsstadium befindet, zeigt sich bereits jetzt, daß die Isotope ein wichtiges Hilfsmittel für den technisch-wissenschaftlichen Fortschritt sind. Das bestätigte auch die im Haus der Deutsch-Sowjetischen Freundschaft, Berlin, vom 4. 9. bis 30. 9. stattgefundene Ausstellung „Isotope im Dienst des technisch-wissenschaftlichen Fortschritts“. Sie vermittelte zahlreiche Anwendungsbeispiele für die Praxis, Anregungen und Informationen.

Radioaktive Isotope wurden erstmalig 1955 in der Deutschen Demokratischen Republik angewendet. Gegenwärtig arbeiten mehr als 100 Stellen in Forschung, Industrie und Medizin mit Isotopen. In naher Zukunft werden viele Werktätige in ihrem Betrieb die Einführung neuer technischer Verfahren erleben, die auf radioaktiven Isotopen beruhen. Es ist deshalb an der Zeit, sich mit den Perspektiven und Möglichkeiten zu beschäftigen, die durch die Anwendung von Radioisotopen in den einzelnen Produktionen eröffnet werden.

Die friedliche Anwendung der Atomenergie — und das dokumentierte die Ausstellung recht deutlich — läßt sich in drei große Gebiete einteilen: die Kernenergetik, die Strahlenchemie und die Isotopenmethodik. Die Kernenergetik befindet sich in einem ausgedehnten Versuchsstadium, so daß mit ihrer Einführung in bezug auf die Stromversorgung in nächster Zeit noch nicht zu rechnen ist.

Strahlenmeßgerät vom VEB Vakutronik



Die Strahlenchemie verwendet radioaktive Strahlen, um chemische Prozesse zu verändern oder hervorzurufen. In der Praxis wird sie in naher Zukunft eingesetzt werden. Die Arbeit mit radioaktiven und auch stabilen Isotopen in der „Prüf- und Meßtechnik“, in der Forschung und Industrie ist am weitesten fortgeschritten und bildet gegenwärtig den Schwerpunkt der Kerntechnik. So können beispielsweise mit radioaktiven Isotopen elektrostatische Aufladungen beseitigt werden. Diese Aufladungen entstehen dort, wo Isolierstoffe gerieben werden. In den papier- und plastherstellenden und -verarbeitenden Betrieben wirken sich diese Aufladungen sehr störend aus. Überall dort, wo die herkömmlichen Methoden (hohe Luftfeuchtigkeit, Absaugen der Ladungen mit Kämmen usw.) nicht angewendet werden können, werden α- und β-Strahlen eingesetzt. Die radioaktiven Strahlen haben den Vorteil, daß die Aufladungen unmittelbar am Entstehungsort beseitigt werden. Dazu sind allerdings relativ große Strahlungsquellen notwendig.

Verschleißmessungen mit radioaktiven Isotopen: Die genaue Kenntnis des Verschleißes durch Abbrand, Abrieb oder Korrosion hilft dem Konstrukteur, die Lebensdauer der Verschleißteile bedeutend zu erhöhen. Die üblichen Messungen sind ungenau, weil der Verschleiß im allgemeinen recht gering ist. Daher waren lange Meßzeiten nötig und die Verschleißursachen nur schwer zu ermitteln. Durch Anwendung radioaktiver Isotope können nun geringste Abriebmengen nachgewiesen werden. Die Messung erfolgt während des Verschleißvorganges.

Die Dickenmessung mit radioaktiven Isotopen ist äußerst vorteilhaft, da sich die Messung kontinuierlich und berührungslos durchführen läßt. Der erhaltene Meßwert kann zur Steuerung oder Regelung des Produktionsablaufes verwendet werden. Die Dickenmessung, bei der β- und γ-Strahlen eingesetzt werden, beruht auf der Absorption der Strahlung beim Durchgang durch den Stoff.

In der Medizin werden radioaktive Isotope auf breiter Ebene angewendet und z. B. auch bei der Krebsbekämpfung erfolgreich eingesetzt. Zur Diagnose werden sehr geringe Mengen benutzt, um den Patienten keine Schädigungen zuzufügen. Für Heilprozesse werden dagegen größere Dosen angewendet, die direkt auf den Krankheitsherd gerichtet sind und ihn beseitigen. Die Sowjetunion stellte der Deutschen Demokratischen Republik vier Kobaltkanonen zur Verfügung, mit denen innere Geschwülste, wie z. B. Krebs, behandelt werden. Die vom ^{60}CO ausgesandten Strahlen dringen dabei in das Innere der Krebszellen ein und verursachen einen Wachstumsstillstand und damit das Absterben des entarteten Gewebes. Wie bereits erwähnt, sind die Strahlen auf den Krebsherd zu richten, um das umgebende gesunde Gewebe möglichst zu schonen.

In allen Zweigen der Naturwissenschaft, in der Geologie, Chemie und Biologie verwendet man neuerdings sogenannte „stabile“ Isotope. In der Chemie klären die stabilen Isotope die Reaktionsmechanismen. In der Biologie und Physiologie kann man mit Hilfe einer ^{15}N-Markierung von Aminosäure die Lebensdauer roter Blutkörperchen ermitteln. Sie ergibt sich aus der Zeitspanne zwischen dem Eintritt der ^{15}N-Markierung in Form von Aminosäure und dem Austritt der ^{15}N-Markierung in Form von Gallenfarbstoff.

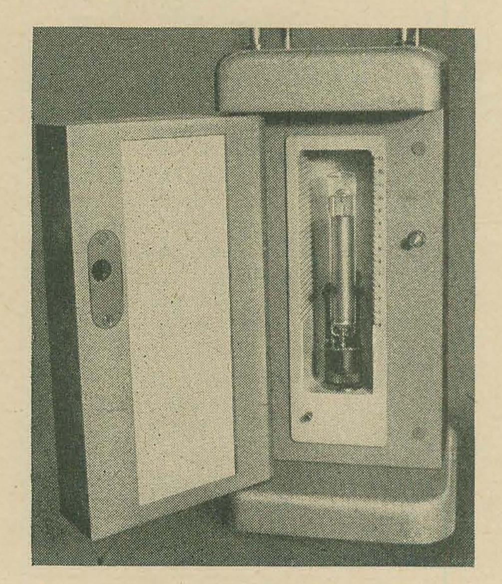
Für alle Arbeiten mit radioaktiven Strahlen sind besondere Schutzmaßnahmen erforderlich. Unser Staat — der Staat der Arbeiter und Bauern — sorgt daher durch Verordnungen und gesetzliche Bestimmungen dafür, daß der notwendige Strahlenschutz in jedem Falle eingehalten wird.

Der Strahlenarbeiter muß sich einer ständigen ärztlichen Kontrolle unterziehen. Bei Einhaltung der gesetzlich zugelassenen Höchstdosen treten keine Schädigungen auf.
Unter Dosis versteht man die vom Körper absorbierte Strahlungsenergie. Einheit: 1 rad (radiation absorbed dose) = 100 erg/g Körpersubstanz. Für dosimetrisch und medizinisch überwachtes Personal gelten folgende Dosismengen:

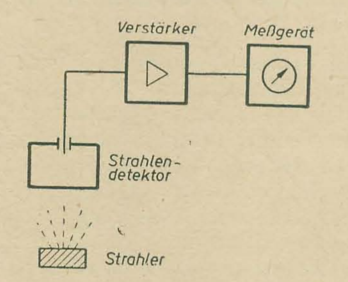
0,1 rad/Woche
für β- und γ-Strahlen,

0,01 rad/Woche
für α-Neutronen-Strahlen.

Für die übrige Bevölkerung: $^1/_{10}$ dieser Werte.



Abschirmkammer vom VEB Vakutronik



Schematische Darstellung des Strahlennachweises

Zur Kontrolle der Dosis werden Überwachungsgeräte eingesetzt. Neben den üblichen Strahlenmeßgeräten wird mit Filmdosimetern, Kondensatorenkammern, Dosisleistungsmessern und Verseuchungsmeßgeräten gearbeitet.
Weiterhin ist festgelegt, welche Mengen an radioaktiver Substanz im Abwasser oder in der Luft zulässig sind:

in Wasser 10^{-7} μC/cm³,

in Luft 10^{-9} μC/cm³.

Wie wird nun diese Strahlung festgestellt?
Jeder Kernzerfall kann durch die Messung seiner Strahlung festgestellt werden. So besteht beispielsweise 1 g Eisen aus $1{,}1 \cdot 10^{22}$ Atome, 1 zerfallendes Atom ist also die Menge von etwa 10^{-22} g.

Es ist verständlich, daß ein solcher Nachweis nur mit sehr empfindlichen Meßgeräten sowie entsprechendem Zubehör möglich ist. In unserer Republik wird daher der Herstellung kernphysikalischer Meßgeräte große Aufmerksamkeit gewidmet.
Der Nachweisvorgang geht etwa wie folgt vor sich:
Die Energie der Strahlung wird in einem Strahlendedektor in ein elektrisches Signal umgewandelt. Dieses Signal wird anschließend verstärkt, entsprechend geformt und dann einem Nachweismeßgerät oder einer Steuer- oder Regelautomatik zugeführt. Für die verschiedenartigsten Meßaufgaben entwickelte der VEB Vakutronik ein universelles Strahlenmeßgerät.

Zum Messen sehr schwacher Radioaktivitäten verwendet man sogenannte Abschirmkammern.
Soweit einige in der Ausstellung „Isotope im Dienst des technisch-wissenschaftlichen Fortschritts" gezeigte Anwendungsbeispiele, die deutlich zum Ausdruck brachten, daß durch die Einführung der Isotopentechnik die Arbeitsproduktivität zu erhöhen und eine Qualitätsverbesserung zu erreichen ist. Auch bei der Rekonstruktion unserer Betriebe sollte die Möglichkeit geprüft werden, wie die Isotopentechnik einzusetzen ist. Auf dem Gebiet der Chemie, Biologie usw. bieten sich unerschöpfliche Möglichkeiten, die bis jetzt nur zu einem Bruchteil aufgenutzt wurden. *Belter*

Kerntechnische Messungen (2)

Dipl.-Ing. FRIEDRICH BENDEL und Ing. KURT LANGHANS

Messung der Totzeit eines G-M-Zählrohres

Bei jeder exakten kerntechnischen Messung mit Zählrohren, insbesondere wenn es sich um die Messung hoher Zählraten handelt, muß die Totzeit des Zählrohres durch einen entsprechenden Korrekturfaktor berücksichtigt werden.
Um den Begriff der Totzeit eines Zählrohres richtig verstehen zu können, muß man den Mechanismus einer Zählrohrentladung eingehend studieren. Betrachtet man zunächst das elektrische Feld in einem Zählrohr der üblichen Bauart, d. h. eines Zählrohres mit einer als Hohlzylinder von etwa 10 bis 20 mm Durchmesser und 50 bis 200 mm Länge ausgebildeten Katode und einem 0,05 bis 0,3 mm dicken Anodendraht, der in der Achse des Katodenzylinders gespannt ist, so kann man sich an Hand eines Lehrbuches der Elektrodynamik davon überzeugen, daß der Betrag der Feldstärke in folgender Weise vom radialen Abstand von der Zählrohrachse abhängt:

$$E(r) = \frac{U}{r \cdot \ln r_K/r_A} \qquad (1)$$

E = Betrag der Feldstärke in V/cm
U = Zählrohrspannung in V
r = Abstand von der Zählrohrachse in cm
r_K = Katodenradius in cm
r_A = Anodenradius in cm

Während also in der Nähe der Katode das Feld nicht allzu stark ist, treten in unmittelbarer Nähe des Anodendrahtes ganz erhebliche Feldstärken auf (bis zu einigen 10^4 V/cm), die eine wesentliche Rolle beim Entladungsmechanismus spielen.
Die Zählrohrentladung kann man in sechs Etappen untergliedern. In der ersten Etappe erfolgt die Primärionisation durch das die Entladung auslösende elektrisch geladene Teilchen. Längs seiner Bahn wird das Füllgas des Zählrohres (gewöhnlich Argon) ionisiert, d. h. es werden freie Elektronen und positiv geladene Argonionen erzeugt.
Dadurch, daß die mit hoher Geschwindigkeit auf die Anode zufliegenden Elektronen im Bereich der hohen Feldstärke in Anodennähe zwischen je zwei Zusammenstößen mit Argonatomen so stark beschleunigt werden, daß sie imstande sind, diese zu ionisieren, kommt es in dieser zweiten Etappe der Zählrohrentladung zur sekundären Ionisation, was zur Bildung einer Townsend-Lawine führt. Durch Lichtquanten, die von (durch Elektronenstoß) angeregten Gasatomen ausgesandt werden, breitet sich die Lawine, die anfangs nur auf die Stellen des Zählrohres beschränkt war, an denen eine Primärionisation stattgefunden hatte, im Verlauf der dritten Etappe längs des ganzen Anodendrahtes aus. Es bildet sich ein „Ionenschlauch" um die Anode. Die vierte Etappe der Zählrohrentladung ist dadurch gekennzeichnet, daß die Lawine infolge der Herabsetzung der Feldstärke durch die von den schwer beweglichen Ionen gebildete positive Raumladung zum Erlöschen kommt. Die positiven Ionen bewegen sich zur Katode. Da die Argonionen beim Auftreffen auf die Katode Sekundärelektronen herausschlagen würden, die die Entladung von neuem zünden könnten, sorgt man dafür, daß die Ionen ihre Ladung an die Moleküle eines dem Füllgas zugesetzten „Löschgases" abgeben. Als Löschgas verwendet man beispielsweise Alkohol oder Isopentan. Da das Löschgas stets so gewählt wird, daß seine Ionisierungsenergie kleiner ist als die des Grundfüllgases (um Nachentladungen zu vermeiden, muß sie sogar kleiner sein als die Energie des niedrigsten metastabilen Zustandes des Füllgases), werden im Verlauf der fünften Etappe die Ionen umgeladen, wobei sich die Argonionen wieder in Argonatome verwandeln und die Moleküle des Löschgases mit der

übernommenen Ladung zur Katode wandern. Bei der Neutralisation des geladenen Moleküls an der Katode in der sechsten und letzten Etappe der Entladung führt die überschüssige Energie nicht zur Freisetzung eines Sekundärelektrons, wie dies bei einem Argonion der Fall wäre, sondern sie wird bei der Dissoziation des Löschgas-Moleküls aufgebraucht. Dies ist grob umrissen der Entladungsmechanismus in einem Zählrohr mit organischem Löschgaszusatz.

Im Halogenzählrohr, einem Zählrohr mit Halogendampf als Löschzusatz, sind die Vorgänge, insbesondere bei der Ausbildung und Ausdehnung der Townsend-Lawine, etwas verwickelter. Der Endeffekt ist jedoch der gleiche. Die Entladung kommt ohne äußere Schaltmittel zum Erlöschen.

Als nächstes soll nun untersucht werden, welche Wirkungen ein zweites Teilchen hervorruft, das in verschiedenem zeitlichem Abstand vom ersten Teilchen eintrifft.

Fällt das Eintreffen des zweiten ionisierenden Teilchens zeitlich in die erste, zweite oder dritte Etappe der Entladung, so leistet es zwar seinen Beitrag zum Entladungsvorgang, doch dem vom Zählrohr abgegebenen Impuls ist nicht anzusehen, ob er von einem oder mehreren Primärteilchen hervorgerufen wurde. Mit anderen Worten, das zweite Teilchen wird nicht registriert.

Während der vierten Etappe ist die Feldstärke an der Anode wegen der positiven Raumladung so gering, daß die Ausbildung einer Townsend-Lawine durch die Primärionisation des zweiten Teilchens nicht möglich ist.

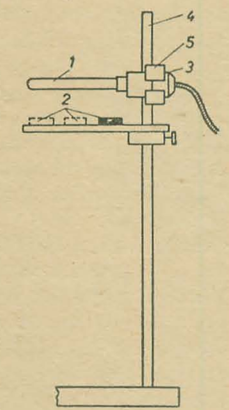


Bild 1: Meßanordnung zur 1. Methode der Zählrohr-Totzeitbestimmung

1 Zählrohr
2 Präparate in Präparatehalter
3 Zählrohrfassung
4 Stativ
5 Stativklemme

Erst nachdem die Ionenwolke sich von der Anode entfernt hat und an der Katode zum größten Teil neutralisiert wurde, steigt die Feldstärke am Anodendraht wieder auf so hohe Werte an, daß eine Lawinenbildung erfolgen kann. Bis dahin ist das Zählrohr für weitere eindringende ionisierende Teilchen „tot". Erst nach Ablauf der „Totzeit" (dead time) kann also ein zweites Teilchen eine Zählrohrentladung hervorrufen. Der Zählrohrimpuls, den ein unmittelbar nach Ablauf der Totzeit eintreffendes Teilchen auslöst, ist allerdings klein gegenüber den normalen Zählrohrimpulsen. Erst nach Ablauf der Erholungszeit (recovery time), d. h. nachdem die durch die vorhergehende Entladung gebildeten Ionen restlos neutralisiert worden sind, ist das Zählrohr wieder in der Lage, bei einer Entladung einen Impuls normaler Größe abzugeben. Die Zeit vom Beginn der ersten Entladung bis zur völligen Neutralisierung des Füllgases (Totzeit + Erholungszeit) nennt man die Wiederherstellungszeit des Zählrohres. Die Zeit vom Beginn einer Entladung bis zu dem Augenblick, zu dem das Zählrohr imstande ist, so große Impulse abzugeben, daß sie von dem angeschlossenen Zählgerät registriert werden können, bezeichnet man als Auflösungszeit. Die während der Auflösungszeit eintreffenden Teilchen werden also nicht registriert und gehen der Messung verloren. Die Auflösungszeit (resolving time) ist kleiner als die Wiederherstellungszeit, sie hängt von der Empfindlichkeit des Zählgerätes ab. Bei Verwendung von guten Zählgeräten mit hoher Eingangsempfindlichkeit ist sie praktisch gleich der Totzeit.

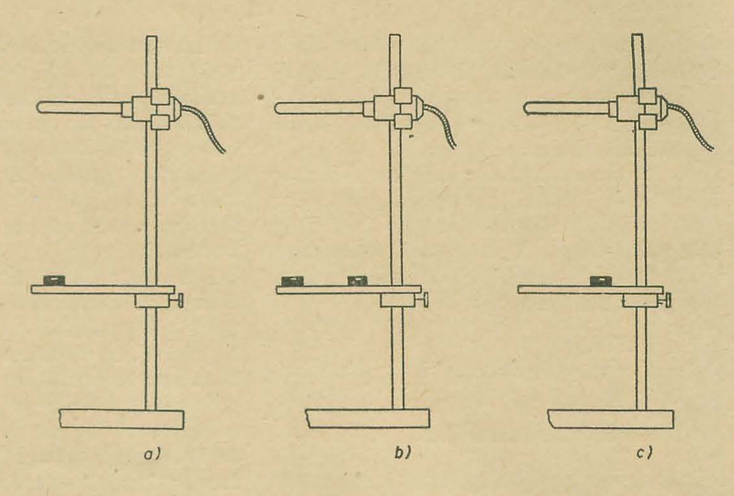


Bild 2: Meßanordnung zur 2. Methode der Totzeitmessung

Der durch die Totzeit des Zählrohres entstandene Zählverlust kann durch einen Korrekturfaktor ausgeglichen werden, wenn man die Totzeit des Zählrohres, genauer gesagt die Auflösungszeit der Zählanordnung, kennt. Nimmt man an, daß jeder registrierten Entladung, d. h. jedem Impuls eine Totzeit τ folgt, so ist die Zeit, die das Zählrohr zählbereit war,

$$t' = t - N \cdot \tau,$$

wenn t die Dauer der Messung und N die Zahl der registrierten Impulse ist. Bezieht man sich bei der Bildung der Zählrate, d. h. der Zahl der Impulse je Zeiteinheit, statt auf die gemessene Zeit t auf die wahre Zeit t', so erhält man

$$Z' = \frac{N}{t'} = \frac{N}{t - N \cdot \tau} = Z \cdot \frac{1}{1 - Z \cdot \tau}. \quad (2)$$

Z' ist dabei die wahre (korrigierte), Z die gemessene Zählrate. Der gesuchte Korrekturfaktor ist $\frac{1}{1 - Z \cdot \tau}$. Er hängt von der Zählrate und der Totzeit ab.

Es sei noch erwähnt, daß bei extrem hoher Zählrate zusätzliche Schwierigkeiten auftreten, die in einem später folgenden Beitrag diskutiert werden sollen.

Praktische Meßverfahren

Nachdem die notwendigsten theoretischen Erklärungen gegeben wurden, sollen nun zwei einfache Verfahren zur Bestimmung der Totzeit beschrieben werden. Zum ersten Verfahren benötigt man außer dem zu untersuchenden Zählrohr ein gutes Zählgerät, mit dem bis zu 10000 Impulse je Sekunde einwandfrei registriert werden können, oder einen entsprechenden Impulsdichtemesser sowie ein oder mehrere kräftige Strahler. Bei Beta-Zählrohren genügt bereits ein ^{90}Sr-Präparat von 100 μc. Bringt man ein derartig starkes Präparat genügend nahe an das Zählrohr heran, so beobachtet man, daß eine bestimmte maximale Zählrate weder durch Hinzufügen weiterer Präparate noch durch eine weitere Annäherung des Präparates an das Zählrohr überschritten werden kann. Die Impulse kommen dann derartig dicht, daß der Abstand zwischen zwei Impulsen praktisch gleich der Totzeit ist.

Die Totzeit ist dann:

$$\tau = \frac{1}{Z_{max}}$$

τ = Totzeit in Sekunden,

Z_{max} = maximale Zählrate in Impulsen je Sekunde.

Dieses Verfahren ermöglich jedoch keine genaue Bestimmung der Totzeit, sondern liefert lediglich einen Anhaltswert. Es sei noch erwähnt, daß die Totzeit im allgemeinen mit wachsender Zählrate kleiner wird; ein Effekt, der in einem späteren Beitrag noch seine Erklärung findet. Die mit dieser Anordnung gemessenen Totzeiten sind also stets etwas kleiner als die Totzeit, mit der man bei mittleren Zählraten (bis etwa 10000 Imp/min) zu rechnen hat.

Unsere Meßanordnung zeigt Bild 1. An einem Stativ ist das Zählrohr und darunter ein Präparatträger befestigt. Die maximale Zählrate des Zählrohres wird dadurch festgestellt, daß man erst ein Präparat auf den Präparatträger bringt und 100 Sekunden lang die Zählrate mißt. Danach fügt man das zweite und später das dritte Präparat hinzu und bestimmt jedesmal die Zählrate. Wenn man feststellt, daß durch das Hinzufügen der beiden anderen Präparate die Zählrate nicht mehr erhöht werden kann, ist die maximale Zählrate erreicht. In unserem Fall wurde ein ^{90}Sr-Präparat von 100 μc und zwei ^{60}Co-Präparate von je etwa 2 mc verwendet. Hat man nur ein einziges Präparat, so kann man die maximale Zählrate dadurch bestimmen, daß man das Präparat allmählich an das Zählrohr

heranbringt und bei verschiedenen Abständen die Zählrate mißt.

Zur Messung der Totzeit nach dem zweiten Verfahren benötigt man ein Zählgerät und zwei Präparate, die je eine Zählrate von etwa 1000 bis 10000 Imp/min ergeben. Zur Berechnung der Totzeit müssen der Nulleffekt (= Umgebungsstrahlung) und die Zählraten der beiden Präparate einzeln und getrennt gemessen werden. Es gilt dann folgendes Gleichungssystem, aus dem die Totzeit berechnet werden kann:

$$\left.\begin{aligned} Z_1' &= \frac{Z_1}{1 - Z_1 \cdot \tau} - Z_0 \\ Z_2' &= \frac{Z_2}{1 - Z_2 \cdot \tau} - Z_0 \\ Z_{1+2}' &= \frac{Z_{1+2}}{1 - Z_{1+2} \cdot \tau} - Z_0 \\ Z_1' + Z_2' &= Z_{1+2}'. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Die Bezeichnung der Größen ist dabei die gleiche wie in Gleichung (2). Die Indizes bedeuten:

1 = 1. Präparat,
2 = 2. Präparat,
1 + 2 = 1. und 2. Präparat gemeinsam gemessen.

Z_0 ist der Nulleffekt.

Nach Auflösung des Gleichungssystems nach τ und unter der Voraussetzung, daß $Z_0 \ll Z_1$, $Z_0 \ll Z_2$ und $Z_0 \ll Z_{1+2}$, sowie $\tau \cdot Z_1 \ll 1$ und $\tau \cdot Z_2 \ll 1$, ergibt sich für τ folgende Näherungsformel:

$$\tau \approx \frac{Z_1 + Z_2 - Z_{1+2} - Z_0}{2 \cdot Z_1 \cdot Z_2}. \quad (4)$$

Der Meßvorgang erfolgt am besten so: Nachdem der Nulleffekt genügend genau bestimmt wurde, bringt man erst das eine Präparat auf den Präparatträger und mißt Z_1. Dann bringt man das zweite, ohne das erste zu verändern, dazu und mißt Z_{1+2}. Zuletzt wird das erste Präparat, ohne das zweite zu verändern, wieder entfernt und Z_2 gemessen (Bild 2a bis c).

Ergebnisse:

Die Totzeit von drei Zählrohren verschiedenen Typs wurde nach beiden beschriebenen Methoden gemessen und die Ergebnisse in der Tabelle zusammengestellt.

Zählrohrtyp	Va-Z 111	STS-6	STS-5
1. Methode			
Z_{max} (Imp/s)	6494	4886	7762
τ (μs)	154	205	129
2. Methode			
Z_0 (Imp/min)	43,2	76,5	24,0
Z_1 (Imp/min)	2702,5	4702,2	1345,9
Z_{1+2} (Imp/min)	5408,9	8972,0	2709,2
Z_2 (Imp/min)	2799,7	4594,0	1404,4
τ (μs)	202	344	272

Aus der Tabelle kann man entnehmen, daß die nach der ersten Methode gemessene Totzeit stets kleiner ist, als die nach der zweiten Methode gemessene. Außerdem ist zu bemerken, daß eine gewisse Beziehung zwischen der Totzeit und der Größe des Zählrohres besteht. Das Zählrohr STS-5 hat das kleinste Volumen, das Va-Z 111 liegt in der Mitte und das STS-6 hat das größte Volumen.

Neue westdeutsche Oszillografenröhren

Von Telefunken wurde eine neue Oszillografenröhre mit extrem hoher Ablenkempfindlichkeit, die DG 10-18, entwickelt. Für Breitbandoszillografen standen bisher die DG 10-14 und die DG 10-54 zur Verfügung, wobei die DG 10-14 eine Ablenkempfindlichkeit von 0,5···0,67 mm/V hatte, während die Empfindlichkeit bei der DG 10-54 schon auf 0,8···1,11 mm/V gesteigert werden konnte. Die ausnutzbare Auslenkung in der Richtung der katodennahen Platten (Vertikalablenkung) betrug hierbei aber nur 52 mm, das war ein Nachteil. Mit der DG 10-18 steht nun eine Oszillografenröhre zur Verfügung, die eine hohe Ablenkempfindlichkeit mit einer großen Auslenkung verbindet. Die Ablenkempfindlichkeit konnte auf 2,7 mm/V gesteigert werden, und die Auslenkung ist ≧ 80 mm! Dadurch, daß die Anschlüsse der Ablenkplatten seitlich am Kolbenhals angeordnet sind, konnten die Kapazitäten und Induktivitäten der Platten sehr klein gehalten werden. Hierdurch ist die Grenzfrequenz höher als bei den anderen Röhren. Bei gleicher Frequenz ergeben sich wesentliche Einsparungen beim Verstärker und beim Kippteil.

Die DG 10-18 hat ein Pentodensystem mit Hauptanode a_1 und Nachbeschleunigungsanode a_2. g_2 ist mit a_1 verbunden. Die Ablenkung ist doppelelektrostatisch, die Fokussierung elektrostatisch.

Außer der DG 10-18 gibt es noch eine DB 10-18, DN 10-18 und DP 10-18.

Die Heizung der DG 10-18 beträgt 6,3 V; 0,3 A. Die übrigen Daten sind der Tabelle zu entnehmen.

Weiterhin wurde von Telefunken eine AP 53-80 entwickelt, eine Röhre mit einem Rechteckschirm mit 53 cm Diagonale, magnetischer Ablenkung und elektrostatischer Fokussierung. Die Röhre entspricht in Aufbau, Daten und Sockelschaltung der AW 53-80, hat aber einen P-Schirm. Der Schirm fluoresziert zunächst bläulich mit kurzer Nachleuchtdauer, dann folgt eine gelbgrüne Fluoreszenz (Phosphoreszenz) mit sehr langer Nachleuchtdauer.

Auch von Valvo wurde eine neue, sehr wichtige Oszillografenröhre, die DH 13-78, geschaffen. Dabei handelt es sich um eine Oszillografenröhre für Meßzwecke mit einem 13-cm-Planschirm, die sich durch eine große Ablenkempfindlichkeit und hohe Schreibgeschwindigkeit auszeichnet. Sie hat ein Heptodensystem mit Hauptanode und Nachbeschleunigungsanode. Der Schirm ist metallhinterlegt. Die Nachbeschleunigungsanode a_2 ist wie bei der DH 10-78 als spiralförmiger Innenbelag ausgebildet mit einem Widerstand > 300 MΩ und erzeugt einen kontinuierlichen Potentialanstieg in Richtung Schirm, wodurch die Rasterverzerrungen viel geringer als bei einer ringförmigen Elektrode sind. Das Verhältnis $U_{a2} : U_{g3+4}$ wurde auf den Wert 6 gesteigert. (Bei der DH 10-78 beträgt dieser Wert 4.) Hierdurch wird einmal eine gute Bildhelligkeit erzielt, zum anderen konnte dadurch die für die Empfindlichkeit maßgebende Beschleunigungsspannung niedrig gehalten werden. Der Schirm zwischen den Ablenkplattenpaaren ist getrennt herausgeführt, so daß etwa vorhandene Kissen- und Tonnenverzerrungen durch Potentialverschiebungen ausgeglichen werden können. Ebenso läßt sich das Potential des rechtwinklig zu den vertikalen Ablenkplatten eingebauten Schirms und damit die Linearität korrigieren.

Die DH 13-78 entspricht der amerikanischen 5 BHP 1. Ihre Heizung beträgt 6,3 V; 0,3 A.

Die Bildhelligkeit der DH 13-78 wird durch den H-Schirm sowie durch eine Metallhinterlegung desselben günstig beeinflußt, so daß diese Bildröhre auch sehr gut für fotografische Aufnahmen schnell verlaufender Vorgänge geeignet ist.

Noch einige Worte zum H-Schirm. Als Leuchtstoffe können Silikate und Sulfide verwendet werden. Der Silikatschirm fluoresziert grün und ist für visuelle Betrachtung sehr gut geeignet, für fotografische Zwecke dagegen nicht. Der Sulfidschirm dagegen fluoresziert auch grün, hat aber daneben einen starken Blauanteil, so daß er sowohl für visuelle Betrachtung als auch für fotografische Aufnahmen gleichermaßen gut geeignet ist. Telefunken bezeichnet Röhren mit einem Silikatschirm mit einem G als zweiten Buchstaben und einem A am Schluß (z. B. DG 7-74 A), Valvo dagegen nur mit einem G. Röhren mit einem Sulfidschirm werden im zweiten Buchstaben von Telefunken mit einem G (also ohne A) bezeichnet, von Valvo dagegen mit einem H.

Außer der DH 13-78 wurden von Valvo noch die DH 13-76, die DHM 10-93 und die AW 36-67, eine Monitorröhre (Bildkontrollröhre), entwikkelt. Die Daten der neuen Valvo-Röhren folgen in einem der nächsten Hefte. *Fritz Kunze*

		Betriebswerte	Grenzwerte
Anodenspannung	U_{a1a}	500	400...1200 V
Fußpunktspannung des Nachbeschleunigungswiderstandes	U_{a1b}	600	max. 1500 V
Gesamtbeschleunigungsspannung	U_{a2}	2	1,6...5 kV
Fokussierspannung	U_{g3}	100...160	max. 600 V
Gittersperrspannung	$U_{g1 sperr}$	—32...—18	—250...0 V
Ablenkempfindlichkeit der			
katodennahen Platten	AE_{pk}	≈ 2,7	mm/V
schirmnahen Platten	AE_{ps}	≈ 0,83	mm/V
ausnutzbare Ablenkung			
in pk-Richtung		≧ 80	mm
in ps-Richtung		≧ 80	mm
Spitzenspannung zwischen a1 und jeder Ablenkplatte	$\hat{u}_{a1/p max}$		max. 500 V
Gitterableitwiderstand	$R_{g1 max}$		5 MΩ
Plattenableitwiderstand	$R_{pk max}$		50 kΩ
	$R_{ps max}$		100 kΩ
Spannung zwischen Faden und Katode	$U_{f/k max}$		±125 V

H. REIMANN

Submillimeterwellen

Die Funk- und Nachrichtentechnik hat einen ständig neuen Bedarf an Trägerfrequenzen und an Übertragungskanälen, um die Vielfalt der Informationen übermitteln zu können. Es wurden immer weitere Wellenbereiche erschlossen und die dafür notwendige Technik geschaffen. Gegenwärtig wird in den Zentimeter- und Millimeterwellenlängenbereichen mit teilweise recht erheblichen Leistungen gearbeitet.
Man hat sich also von der elektrischen Seite her sehr stark dem optischen Teil des elektromagnetischen Gesamtspektrums genähert. Dieser optische Teil umfaßt bekanntlich den ultravioletten Bereich, das sichtbare Gebiet und den uns hier teilweise interessierenden infraroten Bereich von 0,8 bis etwa 1000 μm, also bis 1 mm Wellenlänge.
In diesen Spektralbereich ist man, vom sichtbaren Licht ausgehend, mit optischen Methoden bis etwa 1 mm vorgedrungen, so daß prinzipiell der Anschluß an die elektrischen Wellen hergestellt worden ist.
Es soll nun ein kurzer Überblick über die Methoden gegeben werden, mit denen zwischen 0,1 und 1 mm Wellenlänge, also im Grenzbereich zwischen den elektrischen und optischen Wellen zur Zeit gearbeitet wird.

Strahlungserzeugung

Laufzeitröhren

Mit Laufzeitröhren (Magnetron, Klystron, Wanderfeldröhren usw.) lassen sich günstigenfalls Wellenlängen von 2 bis 4 mm erreichen. Wegen der Schwierigkeiten, die sich bei der Herstellung der notwendigen kleinen Resonanzsysteme, aus der quadratischen Beziehung zwischen Wellenlänge und Stromdichte der Elektronenströme und der Abführung der großen Verlustleistungen ergeben, kann die Wellenlänge nicht ohne weiteres verkleinert werden.

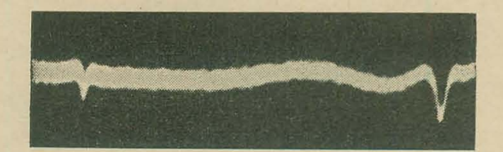


Bild 1: Oszillogramm einer Spektrallinie bei 0,78 mm nach Cowan und Gordy [1]

Durch besondere Maßnahmen ist es jedoch gelungen, Wellenlängen unter 1 mm zu bekommen, indem man z. B. Oberschwingungen eines Magnetrons ausfiltert oder die Frequenz der von Carcinotrons oder Reflexklystrons erzeugten Wellen vervielfacht. Die Grundwelle wird hierbei einem Kristallfrequenzvervielfacher (z.B. Wolfram-Silicium-Richtleiter) zugeführt, der nach der Vervielfachung nur die Oberwellen durch entsprechende Hohlleiter weiterführt.
Mit diesen Methoden ist es von der mikrowellentechnischen Seite her gelungen, bis 0,587 mm Wellenlänge vorzudringen [1].
Dabei ist allgemein festzustellen, daß mit steigender Frequenz die erreichbaren HF-Leistungen schnell abnehmen und daß der abstimmbare Bereich der Oszillatoren einige Prozent, beim Carcinotron und Backward-Wave-Oszillator bis 30% beträgt.

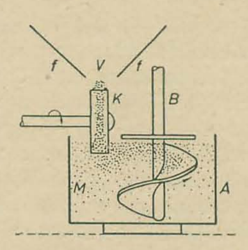


Bild 2: Schema des Massestrahlers nach Glagolewa-Arkadiewa [4]

Funkenoszillatoren

Durch Verwendung von Funkenoszillatoren wurde schon zu Beginn der zwanziger Jahre im Submillimeterwellenbereich gearbeitet. Nicholls und Tear verkleinerten den schon von H. Hertz bei seinen Versuchen benutzten Oszillator auf einige Millimeter Länge und drangen durch ausnutzen der Oberwellen bis 0,22 mm vor, wobei die Anregung durch eine Funkenentladung erfolgte [2]. Bei dieser Methode der Schwingungsanregung ergeben sich jedoch durch Abbrennen des Oszillators und durch die Art der Anregung große Schwankungen in bezug auf Amplitude und Frequenz.
Gewisse Verbesserungen ergaben sich durch den Übergang zu einem System von Oszillatoren. M. Lewitzy benutzte ein Netz von kugel- bzw. zylinderförmigen Oszillatoren (kleiner als 1 mm), mit denen Wellenlängen zwischen 0,1 und 0,8 mm gemessen wurden [3].
Bei dem Massestrahler von Glagolewa-Arkadiewa wurde eine Mischung von Metallfeilspänen (Oszillatoren) und Maschinenöl verwendet [4]. Durch Rotation von K (Bild 2) entsteht ein Ring des Gemisches infolge der Fliehkaft. Die Funkenstrecke V regt die Teilchen zur Schwingung an.
Je nach Größe der verwendeten Teilchen erhält man Wellen zwischen 0,082 und 50 mm, die gedämpft sind. Durch die starke Dämpfung der erzeugten Wellen haben die eben erwähnten Verfahren nur bedingte Bedeutung. Neuere Versuche, die von einer technisch verbesserten Anordnung des Massestrahlers und der HF-Anregung ausgingen, konnten bisher keine befriedigenden Ergebnisse liefern.

Hg-Bogen

Die Quecksilberentladung kann wohl als die klassische Strahlungsquelle im Zehntelmillimeterwellenbereich bezeichnet werden. Schon im Jahre 1911 konnten Rubens und von Bayer eine Emission des Hg-Bogens im Quarzrohr im Bereich zwischen 0,2 und 0,34 mm feststellen [5]. Inzwischen wurde eine kontinuierliche Emission der Hg-Entladung zwischen 0,6 und 1,4 mm gemessen [6]. Der Entstehungsprozeß sowie die spektrale Energieverteilung der Strahlung wurde von Hettner weitgehend geklärt (Bremsstrahlung der Elektronen im Felde der Ionen) [7].
Die unter dem Namen UV-Normal bekannte Quecksilberentladungslampe (1,5 at, 2 A) hat die günstigste Voraussetzung für eine optimale Emission in diesem Bereich, wobei man die übrigen Spektralbereiche, die von der Lampe mit um mehrere Größenordnungen stärkere Intensität abgestrahlt werden, durch entsprechende Filterung unterdrücken muß.
Bild 3 zeigt einen Ausschnitt des Spektrums einer Quecksilberentladung (UV-Normal) im Bereich zwischen 0,3 und 0,8 mm (wobei die Einflüsse des Spektrometers und der Filter auf die Energieverteilung nicht korrigiert sind). Die Einschnitte werden durch den Wasserdampf der Luft hervorgerufen und sind Absorptionslinien.
Auf Grund der geringen Strahlungsleistung können die Messungen nur mit hochempfindlichen Meßanordnungen durchgeführt werden.

Strahlende Elektronen

In den letzten Jahren hat man einige neue Methoden zur Erzeugung von Millimeter- und Submillimeterwellen ausgearbeitet, die von hochbeschleunigten Elektronen ausgehen.

Undulator

Nach einem von Ginzburg theoretisch begründeten Verfahren wird ein stark gebündelter und phasenfokussierter Elektronenstrahl von der Energie 1 bis 1,5 MeV durch eine räumlich periodische Anordnung von Magnetfeldern wechselnder Polarität transversal zum Strahlengang geschossen [8]. Infolge der wechselnden Beschleunigung der Elektronen, die sich auf einer sinusförmigen Bahn bewegen, werden elektromagnetische Wellen abgestrahlt, die in der Größenordnung der Zehntelmillimeterwellen liegen.

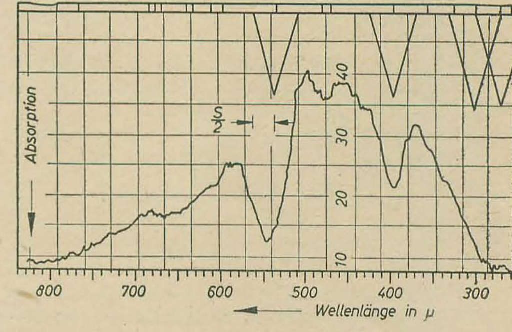


Bild 3: Teil des Spektrums einer Hg-Entladung nach Genzel und Eckardt [6]

Betrachtet man die ausgesandten Strahlen längs der Bewegungsrichtung des Elektronenstrahls, so beträgt die Wellenlänge wegen des Dopplereffektes:

$$\lambda = d \cdot \left(\frac{c}{v} - 1\right)$$

(d = Periode der Magnetfelder, v = Geschwindigkeit der Elektronen, c = Lichtgeschwindigkeit),

wobei bei einem Winkel des Empfängers zum Elektronenstrahl dieser zu berücksichtigen ist.
Praktisch wurde diese Methode, die unter dem Namen Undulator oder Undulatorröhre bekannt geworden ist, von Motz durchgeführt, wobei es gelang, bei hohen Elektronengeschwindigkeiten (100 MeV), Strahlung im sichtbaren Spektralbereich zu erhalten [9, 10].

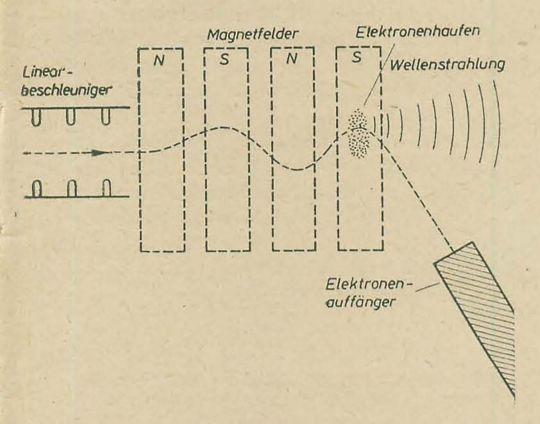


Bild 4: Schema einer Undulatoranordnung [11]

Die Schwingungsleistung hängt von der Länge der Elektronenansammlungen, der „Elektronenpakete" ab, die die gewünschte Strahlung aussenden und ist dem Quadrat der Zahl der Elektronen in einer Ansammlung proportional. Dieses hängt wiederum von der erreichbaren Strahlstärke der Beschleuniger ab. Man hat zur Zeit Leistungen von einem Watt im Submillimeterbereich erzielt, eine für diesen Bereich beträchtliche Leistung im Verhältnis zu den anderen Methoden.

Cerenkov-Effekt

Durch Ausnutzung des Cerenkov-Effektes ist es gelungen, Wellen zwischen 0,16 und 8 mm zu erzeugen, die allerdings im Verhältnis zur vorher genannten Methode eine wesentlich geringere Energie haben [12].
Ein ebenfalls stark gebündelter Elektronenstrahl mit einer Energie von 2 MeV wird in ein dielektrisches Medium geführt (eine K-Bandleitung), in dem die Phasengeschwindigkeit der elektromagnetischen Strahlung kleiner ist als die Geschwindigkeit des Elektronenstrahles. Dieser gibt durch teilweise Abbremsung ein Teil seiner Energie in Form von Submillimeterwellen ab, wenn Elektronenstrahl- und Phasengeschwindigkeit richtig gewählt werden. Bei der Entdeckung dieses Effektes wurde bekanntlich infolge hoher Elektronengeschwindigkeiten sichtbares Licht in einer Flüssigkeit beobachtet.

Smith-Purcell-Effekt

Eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung elektromagnetischer Wellen durch strahlende Elektronen wurde von Smith und Purcell angegeben [13]. Bei ihnen wird ein Elektronenstrahl von 0,3 bis 0,4 MeV in möglichst kleinem Abstand an einem Metallbeugungsgitter, wie sie in der Optik für spektroskopische Zwecke benutzt werden, vorbeigeführt. Durch die bewegten Elektronen wird eine positive Ladung auf der Oberfläche des Gitters induziert. Diese beiden Ladungen können als ein Dipol aufgefaßt werden, dessen Moment in dem Rhythmus schwankt, in dem das Elektron an den einzelnen Gitterfurchen vorüberfliegt. Dadurch kann eine elektromagnetische Strahlung emittiert werden, die von der Elektronengeschwindigkeit, der Gitterkonstante und dem Winkel zwischen Elektronenstrahl und der Richtung der emittierten Strahlung abhängt.
Smith und Purcell haben bei der oben erwähnten Elektronenenergie, einem 48 mm langen Weg des Strahles parallel zum Gitter einer Gitterkonstante von 0,167 mm, einem fokussierten Strahl von 0,15 mm Durchmesser und einem Öffnungswinkel kleiner als 0,004 radian, Strahlung im sichtbaren Bereich erhalten.
Durch Wahl der entsprechenden Gitterkonstanten und Elektronenenergie läßt sich die Wellenlänge der erzeugten Strahlung variieren.

Harmodotron

Es sei noch das Harmodotron erwähnt, bei dem ein Elektronenstrahl ausgenutzt wird, der mit 1 bis 1,5 MeV durch einen Hohlraumresonator geschossen wird. Dieser Resonator wird neben der Grundschwingung ebenfalls in seinen Harmonischen angeregt, die auch im Elektronenstrahl enthalten sind. Durch entsprechend dimensionierte zylindrische Resonanzhohlräume kann noch die 10. bis 14. Oberschwingung einzeln zur Resonanz gebracht und ausgekoppelt werden.
Es wurden mit diesem Verfahren bis jetzt Wellenlängen von 3,18 mm erreicht. Jedoch lassen sich nach theoretischen Abschätzungen kürzere Wellen mit größerer Leistung erzielen (30 W bei 1 mm) [14, 15].

Molekularverstärker

Es ist möglich geworden, Verstärkung und Schwingungserzeugung im Millimeter- und auch im Submillimeterwellenlängengebiet zu erreichen, indem man dazu übergegangen ist, die elektronischen Prozesse durch molekulare zu ersetzen. Solche Verstärker bzw. Oszillatoren sind unter dem Namen Maser (von microwave amplikation by stimulated emission for radiation) bekannt geworden.
Während in den Anordnungen zur Mikrowellenerzeugung und -verstärkung, die z. B. mit Klystrons oder Wanderfeldröhren arbeiten, eine Gleichstromleistung dadurch in Mikrowellenleistung umgesetzt wird, indem man die Wechselwirkung von bewegten geladenen Teilchen, die Elektronen, mit einem HF-Feld ausnutzt (Geschwindigkeits-, Phasenfokussierung usw.), kann man auch die Wechselwirkungen von Molekülen ausnutzen. In diesem Fall existiert kein Ladungsfluß, dessen kinetische oder potentielle Energie umgewandelt wird, sondern es wird die innere Energie der Moleküle, die uns ja z. B. durch die Eigenschwingungen bekannt ist, unmittelbar in HF-Energie umgesetzt.
Außer den Eigenschwingungen (und den Elektronenübergängen) haben die Moleküle sog. Rotationszustände (Kreiselbewegungen um die Hauptträgheitsachsen). Diese liegen im Frequenzbereich der Millimeter- und Submillimeterwellen. Solche Moleküle, die im Grundzustand ein elektrisches Dipolmoment besitzen, sind in der Lage, durch Änderung des Rotationszustandes elektromagnetische Energie zu absorbieren oder zu emittieren. Da sich dies nach der Bohrschen Frequenzbedingung

$$\nu = \frac{E_1 - E_2}{h}$$

vollzieht, gibt es scharfe Spektrallinien, das heißt die bekannte geringe Bandbreite der Molekularverstärker, die nur von spezifischen Moleküleigenschaften abhängt (Relaxationszeiten).
Die Maser besitzen eine hohe Frequenzkonstanz (Moleküluhr) und ein geringes Eigenrauschen. Mit dem NH_3-Maser (eine Molekularstrahlmaser) wurde bei 0,5 mm eine Leistung von 1 μW erreicht.
Daß die Entwicklung hier schnell voranschreitet, zeigen Arbeiten, die sich mit dem Festkörpermaser (große Bandbreite, arbeitet mit flüssigem Helium), den ferromagnetischen Maser (große Impulsleistungen), dem Dreiniveau-Maser und dem Spinsystem-Maser beschäftigen, auf deren Probleme hier im einzelnen nicht eingegangen werden kann [16].
Betrachtet man die angegebenen Methoden zur Erzeugung von Submillimeterwellen, so muß man feststellen, daß bei fast allen Methoden die erzeugte Strahlungsleistung in der Größenordnung von Mikrowatt oder Bruchteilen davon liegt. Dieser Sachverhalt erschwert natürlich das Arbeiten in diesem Wellenbereich beträchtlich.
Bei der Erzeugung durch strahlende Elektronen besteht Hoffnung, bei einigen Verfahren zu größeren Strahlungsleistungen zu gelangen. Allerdings ist hier die Frage des Aufwandes zu beachten. Es werden dabei Energien zwischen 0,5 und 10 MeV benötigt. Die Beschleuniger für solche Energien sind komplizierte und teure Geräte, die gegenwärtig nur in geringer Anzahl zur Verfügung stehen. Bei den Molekularverstärkern sind eventuell gewisse Verbesserungen zu erreichen, jedoch kann man darüber gegenwärtig wenig aussagen.

Meßtechnik

Zur Meßtechnik sei nur kurz gesagt, daß in diesem Bereich zur Wellenlängenmessung, Absorptionsmessung usw. überwiegend optische Verfahren angewendet werden, weil mit abnehmender Wellenlänge die elektrischen Verfahren der Mikrowellentechnik immer schwieriger durchzuführen sind. Hauptsächlich werden Gitterspektrometer, die mit Reflexionsbeugungsgitter ausgerüstet sind und teilweise automatisch arbeiten, benutzt [6, 17, 18]. Als Gitter finden Echelettegitter mit dreieckigem Furchenprofil oder Laminargitter mit Stufenprofil Anwendung. Des weiteren werden bekannte Interfe-

renzmethoden (Fabry-Perot, Boltzmann usw.) benutzt.

Als interessante Entwicklung in der letzten Zeit ist der Interferenzmodulator zu nennen, der ein Zerlegungssystem mit einer Modulationseinrichtung vereinigt (Laminargitter mit variabler Stufenhöhe) [19, 20]. Als Detektoren für die Strahlung werden die bekannten thermischen Empfänger Bolometer, Thermoelement und Golayzelle im ganzen betrachteten Wellenlängenbereich benutzt, wobei fast immer an der Grenze der Empfindlichkeit der Geräte gearbeitet werden muß. An die Verstärkertechnik sind dabei besonders hohe Anforderungen zu stellen, um die Signale nicht im Rauschpegel der Meßanordnung untergehen zu lassen. Wechsellichtmethoden, Selektivverstärker und phasenempfindliche Gleichrichtung werden heute in großem Umfange angewendet. Der Kristalldetektor, als typischer Strahlungsempfänger für das Mikrowellengebiet, kann bis zu 0,4 mm herunter verwendet werden [21].

Abschließend ist zu sagen, daß die Submillimeterwellen gegenwärtig hauptsächlich zur Erforschung und Messung von Stoffeigenschaften, Dielektrizitätskonstanten, zu Absorptions- und Dispersionsmessungen und für die Molekülspektroskopie benutzt werden. Die Entwicklung von leistungsstarken Oszillatoren für diesen Bereich wird den Arbeiten neue Impulse geben und neue Möglichkeiten erschließen.

Literatur

[1] M. Cowan and W. Gordy: Physical Review, Vol. 102 (1956) S. 551

[2] E. F. Nicholls and I. D. Tear: Physical Review, Vol. 21 (1923) S. 587

[3] M. Lewitzky: Physikalische Zeitschrift, 27 (1926) S. 177

[4] A. Glagolewa-Arkadiewa: Zeitschrift für Physik, Bel. 24 (1924) S. 153

[5] H. Rubens und O. von Bayer: Berliner Berichte, (1911) S. 339

[6] L. Genzel und W. Eckardt: Zeitschrift f. Physik, Bd. 139 (1954) S. 578

[7] G. Hettner: Zeitschrift f. Physik, Bd. 150 (1958) S. 182

[8] V. L. Ginzburg: Bulletin Academie Science UdSSR, Review Physics, Bd. 9 (1947)

[9] H. Motz: Journal of applied Physics, Bd. 24 (1953) S. 826

[10] H. Motz: Transaction of IRE, AP-4 (1956) S. 374

[11] H. H. Klinger: radio mentor, 8 (1955) S. 452

[12] H. Motz and K. B. Mallory: Journal of applied Physics, Bd. 26 (1955)

[13] S. J. Smith and E. M. Purcell: Physical Review, Vol. 92 (1953) S. 1069

[14] P. D. Coleman and M. W. S. Sirkis: Journal of applied Physics, Bd. 26 (1955) S.1385

[15] M. D. S. Sirkis and P. D. Coleman: Journal of applied Physics, Bd. 28 (1957) S. 1944

[16] I. P. Wittke: Proceedings of the IRE, Bd.45 (1957) S. 291

[17] H. Yoshinaga und Mitarbeiter: Journal of the Optical Society of America, Vol. 48 (1958) S.315

[18] L. Genzel: Zeitschrift f. Physik, Bd. 154 (1959) S. 1

[19] L. Genzel: Zeitschrift f. angewandte Physik, Bd. 10 (1958) S. 127

[20] G. A. Vanasse und Mitarbeiter: Journal of the Optical Society of Amerika, Vol. 49 (1958) S. 309

[21] H. Happ und Mitarbeiter: Zeitschrift für Naturforschung, Bd. 12a (1957) S. 522

Mitteilung aus dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Bereich Rundfunk und Fernsehen

F. NOWACK und W. GEBAUER

Die rechtliche Neuregelung des Modellfunks

Allgemeine Bemerkungen

Es muß eingangs erwähnt werden, daß in der Modellfunkordnung vom 3. 4. 1959 (GBl. I S. 467) einmal die Fernsteuerung von Modellen durch Funk und zum anderen die Fernsteuerung von Spielzeugen durch Funk geregelt wird. Von der Absicht ausgehend, einen möglichst großen Kreis von Interessenten für den Bau von Modellen, die durch Funk ferngesteuert werden können, zu gewinnen, mußten solche Bedingungen geschaffen werden, die die großzügige Regelung der in Frage kommenden Probleme gestatten. Um dem Charakter eines Spielzeugs Rechnung zu tragen, wurden für diese Funkanlagen einfachste und unbürokratische Bestimmungen geschaffen. Dabei mußte jedoch in beiden Fällen immer von dem Grundsatz ausgegangen werden, daß die Sicherheit unseres Staates gewahrt und beim Betreiben der vorgenannten Anlagen andere Funkdienste nicht gestört werden dürfen.

Im allgemeinen bestehen Funkanlagen zur Fernsteuerung aus einem Funksender und einem Funkempfänger mit der dazugehörenden Antennenanlage, wobei der Funkempfänger in ein Modell (z. B. eines Schiffes oder Flugzeuges) oder in ein Spielzeug eingebaut ist. Sowohl beim Modell als auch beim Spielzeug sollen mit einer Funksende- und -empfangsanlage Kommandos übertragen werden, die eine Änderung der Fortbewegungsrichtung auslösen. Diese Kommandos bestehen aus Steuerimpulsen, d. h. aus kurzzeitigen Abstrahlungen unmodulierter hochfrequenter Schwingungen, deren Frequenz in der Anordnung festgelegt ist. Die Übermittelung von Nachrichten und die Verwendung dieser Funkanlagen für andere Zwecke sind verboten.

Genehmigungen und Genehmigungsverfahren

Bei Sendeanlagen für Spielzeuge wird lediglich das Herstellen von einer Genehmigung durch das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen abhängig gemacht. Damit ist erstmalig der Besitz und das Betreiben von Funksendeanlagen ohne eine Genehmigung oder eine Anmeldung gestattet. Die Ermächtigung für diese Regelung ist im § 15 Absatz 3 des PFG festgelegt — Bedingung ist jedoch, daß diese Funkanlagen nur zur Übertragung von Steuerimpulsen verwendet werden dürfen.

Für Sendeanlagen, die zur Fernsteuerung von Modellen dienen sollen, ist eine Genehmigung sowohl für das Herstellen als auch für das Errichten und Betreiben vorgeschrieben. Sendeanlagen zur Modellfunksteuerung können gewerbsmäßig oder im Selbstbau gefertigt werden. Ein gewerbsmäßiges Herstellen ist nur dafür zugelassenen Betrieben gestattet, die im Besitz entsprechender Genehmigungen des MPF sein müssen. Werden Sendeanlagen zur Fernsteuerung von Modellen von interessierten Laien, z. B. von Mitgliedern gesellschaftlicher Organisationen oder von Einzelpersonen, selbst gefertigt, so muß bereits vor dem Herstellen der Anlagen eine Genehmigung zum Herstellen, Errichten und Betreiben vorliegen.

Die Modellfunkordnung regelt die beim Beantragen von Genehmigungen erforderlichen Angaben und schreibt die entsprechenden Antragsverfahren für Schulen, Mitglieder gesellschaftlicher Organisationen und Einzelpersonen vor. In der Deutschen Demokratischen Republik ist ein großer Kreis der Interessenten, der Modelle und die entsprechenden Funkanlagen baut, in der GST organisiert. Deshalb legt die Modellfunkordnung eine weitgehende Mitwirkung der GST beim Antrags- und Genehmigungsverfahren fest. Wenn interessierte Laien eine Funkanlage zur Modellsteuerung selbst bauen wollen, wird nach einem entsprechenden Antrag vom MPF eine Genehmigung erteilt. Die Genehmigungen berechtigen jedoch zunächst nur zum Herstellen und Errichten der Anlage; ihre Inbetriebnahme bedarf der vorherigen Abnahme durch Beauftragte der zuständigen Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen, die dann auf der bereits ausgehändigten Genehmigungsurkunde bestätigt wird. Die Abnahme und die Abnahmebestätigung sind gebührenfrei.

Funkanlagen, d. h. Sender und Empfänger, für die Steuerung von Spielzeugen — einschließlich der dazugehörenden Antennen — dürfen, wie bereits erwähnt, nur industriell hergestellt werden. Beabsichtigt ein Industriebetrieb, Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen oder Spielzeugen oder beide herzustellen, so muß dieser Betrieb beim MPF, Bereich Rundfunk und Fernsehen, eine entsprechende Genehmigung beantragen. Die erteilte Genehmigung gestattet dem Industriebetrieb zunächst nur das Herstellen eines Baumusters. Die Fertigstellung des Baumusters ist dem MPF anzuzeigen, worauf dieses die Überprüfung des Musters veranlaßt. Wenn alle an solche Anlagen gestellten Anforderungen

erfüllt sind, darf nach Abnahmebestätigung durch das MPF und Freigabe durch das DAMW die Serienfertigung aufgenommen werden. Bei der Abnahme durch das MPF wird dem herstellenden Betrieb durch das MPF ein Genehmigungszeichen zugewiesen, das in dauerhafter Form auf allen nach dem Baumuster gefertigten Funkanlagen angebracht werden muß. Alle Geräte der Serienproduktion müssen — mechanisch und in den technischen Daten — dem Baumuster entsprechen. Änderungen, soweit diese in der Genehmigungsurkunde festgelegte Bedingungen betreffen, dürfen erst nach erteilter Genehmigung durch das MPF vorgenommen werden. Im Gegensatz zur Abnahme beim Selbstbau ist das Abnahmeverfahren bei der industriellen Fertigung kostenpflichtig.

Technische und betriebliche Bedingungen für Funkanlagen zur Modellsteuerung

Für Funkanlagen zur Fernsteuerung von Modellen dürfen folgende Frequenzen benutzt werden:

13560 kHz ± 0,05%
27120 kHz ± 0,6 %
461,04 MHz ± 0,2 %

Die Auswahl der Frequenzen für die abzustrahlenden elektromagnetischen Schwingungen wurde so getroffen, daß durch diese andere Funkdienste nicht gestört werden können. Unter bestimmten Umständen werden beim Betreiben der Anlagen Schwingungen mit anderen Frequenzen als der genehmigten Betriebsfrequenzen hervorgerufen. Durch die Abstrahlung solcher hochfrequenter elektromagnetischer Schwingungen können andere Funkdienste gestört werden. In der Modellfunkordnung wurde daher festgelegt, daß solche Abstrahlungen die Feldstärke von 30 μV/m in 30 m Abstand vom Sender nicht überschreiten dürfen. Werden in Einzelfällen Funkdienste auch beim Einhalten dieser Bestimmungen noch gestört, so können zum Schutz der Funkdienste an den Eigentümer der störenden Funkanlage weitere Forderungen bezüglich der Minderung solcher Störungen gestellt werden. Diesen Forderungen muß der Eigentümer der störenden Anlage auf seine Kosten nachkommen.
Die hochfrequente Ausgangsleistung für Sender, die zur Modellsteuerung dienen, wurde auf 5 W begrenzt.

Technische Bedingungen für Funkanlagen zur Spielzeugsteuerung

Da Funkanlagen zur Steuerung von Spielzeug nur industriell hergestellt werden dürfen, treffen die für das Herstellen dieser Anlagen festgelegten Bedingungen technischer Art nur für die Industriebetriebe zu. Wenn diese Bedingungen auch sehr kurz gefaßt sind, so bergen sie für den Ingenieur und Konstrukteur der herstellenden Betriebe zahlreiche Probleme.
Als Betriebsfrequenzen für Funkanlagen zur Fernsteuerung von Spielzeugen wurde die Frequenz

$$27120\,\text{kHz}\ {}^{+\,0{,}6\%}_{-\,2\ \%}$$

festgelegt.
Um auch durch Betreiben dieser Funkanlagen die störende Beeinflussung anderer Funkdienste gering zu halten, wurde festgelegt, daß die Feldstärke von Abstrahlungen mit anderen Frequenzen als der Betriebsfrequenz nicht größer als 30 μV/m in 100 m Abstand vom Sender sein darf. Für den mechanischen Aufbau von Funkanlagen zur Spielzeugsteuerung wurden solche Bedingungen festgelegt, die ein unbefugtes Verwenden der Spielzeugsender weitgehend verhindern.
Der Besitz und das Betreiben von Funksendern zur Spielzeugsteuerung sind genehmigungs- und gebührenfrei. Solche Sender dürfen jedoch weder verändert noch für andere Zwecke benutzt werden.

Erlöschen der Genehmigungen und Gebühren

Genehmigungen erlöschen grundsätzlich durch Verzicht, Ablauf von Fristen oder durch Widerruf. Der Widerruf erfolgt durch das MPF, Bereich Rundfunk und Fernsehen, und ist sowohl als Schutzmaßnahme wie auch als Strafe möglich. Bei Umverteilung von Frequenzen z. B. kann die erteilte Genehmigung gegenstandslos werden, weshalb ihr Widerruf erfolgen muß. Der Genehmigungsinhaber hat dann auf seine Kosten entsprechenden Forderungen des MPF nachzukommen, ohne irgendwelche Schadenersatzansprüche hieraus ableiten zu können. Selbstverständlich kann bei Zuwiderhandlungen gegen die Bestimmungen der Modellfunkordnung oder gegen das PFG u. a. auch die Genehmigung widerrufen werden.
Auf Grund der Ermächtigung im PFG werden für Genehmigungen und bestimmte Abnahmeprüfungen Gebühren erhoben. Die Höhe der Gebühren für die Ausstellung einer Genehmigungsurkunde beträgt 3 DM. Für die gebührenpflichtige Prüfung eines Baumusters ist eine Grundgebühr von 60 DM zu entrichten. Ist der Aufwand, den die Deutsche Post für eine Prüfung zu leisten hat, höher, so werden die tatsächlich entstandenen Kosten erhoben.

Referate

Otto Schade

Über die Güte von Farbfernsehbildern und die Erkennbarkeit von Farbdetails

SMPTE 12 (1958) S. 801···819

Der Aufsatz bringt zuerst eine durch Messungen und Farbreproduktionen belegte Übersicht über die Leistungsfähigkeit des NTSC-Systems und vergleicht diese mit der des Farbfilms.
Eine Messung der dynamischen Übertragungskennlinie des Farbfernsehsystems ergibt mit der alten Farbbildröhre 21 AXP 22 im dunklen Raum bereits einen Kontrastumfang von 600 : 1. Dieser ist damit größer als der des Farbfilms, der mit 470 : 1 angegeben wird. Die Messung erfolgt mit einem langsam über den Schirm laufenden Testbild, das eine Grautreppe enthält, wobei die Leuchtdichtewerte an einer Stelle des Schirmes mit einem Fotomultiplier aufgenommen werden. Bezüglich der bei hohen Farbsättigungen erzielbaren Leuchtdichte ist ebenfalls der Film unterlegen, da er hohe Leuchtdichten nur mit hoher Transparenz, d. h. geringer Farbfilterwirkung erzielen kann.
Die Verkodung der Farbfernsehsignale bringt Qualitätsverminderungen, insbesondere Übersprecheffekte und Verschlechterung der horizontalen Auflösung. Zur Vermeidung des Übersprechens von Nutz- und Störsignalen aus dem Leuchtdichtekanal Y in die Farbkanäle schlägt der Verfasser eine starke glockenförmige Beschneidung des Y-Frequenzganges bereits im Verkoder und eine entsprechende Aperturkorrektur im Videoverstärker des Empfängers vor. Die Amplitudenfrequenzgänge des Systems sind infolge der verschiedenen Bandbreite von Y, J und Q abhängig von der übertragenen Farbe und dabei noch verschieden für jedes Strahlsystem. Sie werden für sechs Grundfarben wiedergegeben. Einen besseren Einblick in die Verzerrungen des Systems geben die Einschwingvorgänge, d. h. die Spannungsverläufe an schmalen Linien und an Kanten. Diese werden für verschiedene Farben gezeigt, wobei sich ergibt, daß auch in Details erhebliche Farbinformation übertragen wird.

Ein zweiter Abschnitt bringt Untersuchungen über den Frequenzgang des menschlichen Auges für verschiedene Farben und Folgerungen hieraus für die Wiedergabequalität des NTSC-Systems. Wesentlichstes Ergebnis ist, daß nur geringe Unterschiede des Auflösungsvermögens für Sättigungsschwankungen in den Richtungen Rot, Grün und Blau bestehen, woraus gefolgert wird, daß die Lage der J- und Q-Achsen relativ unkritisch ist. Die schmalbandige Q-Achse wird zweckmäßig in die Richtung einer Primärvalenz hoher Leuchtdichte gelegt, also Grün, da in dieser Richtung die Details mit großer Amplitude im breitbandigen Y-Kanal übertragen werden. Die J-Achse liegt dann parallel zur Verbindungslinie der „dunkleren" Primärvalenzen Blau und Rot. Diese Betrachtungen bestätigen die Zweckmäßigkeit der im NTSC-System auf Grund anderer Überlegungen gewählten Lage der Achsen. Der geringe Einfluß der Achsenlage wird anhand farbiger Schirmbilder demonstriert, jedoch sind die Abbildungen leider zu klein im Verhältnis zum Druckraster, als daß sie die auftretenden kleinen Veränderungen an Kanten usw. wiedergeben könnten. *Wobst*

P. P. Süther

Die Ausrüstung eines modernen Fernsehkleinststudios

Film-Kino-Technik 3 (1959) Einlage F 17-F 24

In Nord-, Mittel- und Südamerika liegt das Fernsehen fast ausschließlich in Händen von Privatpersonen. Diese betreiben zum größten Teil Kleinst- oder Kleinanlagen, die mit einem Minimum an Geräten und Personal einen störungsfreien Betrieb durchführen sollen. Daher werden an diese Anlagen besonders hohe Anforderungen hinsichtlich der Dauerbetriebsfähigkeit sowie einer bequemen möglichst von einem Platz aus fernsteuerbaren Bedienung und Überwachung gestellt. Nach einer bestimmten Betriebszeit besteht aber meist der Wunsch, die Studioanlagen zu erweitern. Die Erweiterungsfähigkeit der Grundausrüstung in Ausbaustufen ohne Störung des laufenden Betriebes ist daher eine weitere Forderung, die die Erstausrüstung erfüllen muß. Eine solche Fernsehkleinststudioausrüstung wurde 1958 von einer westdeutschen Firma nach Tampico in Mexiko geliefert und installiert.
Die Erstausrüstung eines Fernsehkleinststudios besteht im wesentlichen aus sechs Hauptgeräte-

gruppen, die in sich geschlossene, erweiterungsfähige Anlagenteile bilden.

1. Videoanlage
2. 16/16-mm-Film/Diaanlage
3. Tonübertragungsanlage
4. Kommando- und Lichtsignalanlage
5. Beleuchtungsanlage
6. Meßgeräteausrüstung für Ton, Bild und Beleuchtung

Die Videoanlage entspricht in mechanischer und elektrischer Ausführung dem derzeitigen Stand der internationalen Fernsehtechnik. Durch die Aufteilung der Anlage in einzelne Bausteine ist sie ohne Schwierigkeiten zu erweitern und durch eine einfache flexible Verkabelung leicht zu installieren. Alle Geräte sind mit Filtereingängen ausgerüstet, die ein Durchschleifen der Videokabel ohne Störung der Anpassung ermöglichen. Für die Bild- und Pegelkontrolle sind hochwertige Bildschreiber und geeichte Oszillografen in den Kamera- und Endmonitoren vorhanden.
Die Videoanlage besteht aus dem Videokamerazug, der Bildmischeinrichtung, den Kontrollbildschreibern, dem Doppelimpulsgeber, der für den Betrieb eines Fernsehstudios die benötigten Synchronisier- und Austastsignale liefert, und den Meßgeräten zur Überwachung.
Die 16/16-mm-Film- und Diageberanlage Typ Multiplexer arbeitet nach dem Multiplexprinzip. Die Anlage ist speziell für den Einsatz in Fernsehstudioanlagen entwickelt worden. Sie besteht aus zwei 16-mm-Studio-Zweibandprojektoren und einem Diapositivprojektor, die über eine Lichtwege-Umschalteinrichtung nach dem Spiegelsystem auf eine gemeinsame Fernsehkamera geschaltet werden. Als Fernsehkamera wird ein Vidikonkamerazug verwendet, der die Abtastung von Positiv- und Negativfilmen erlaubt. Die Umschaltung von Bild und Ton erfolgt am Bild- und Tonumschaltgerät über zwei parallel geschaltete Drucktastenaggregate. Der Diapositivprojektor ist für 50 × 50 mm eingerichtet. Sein zweiteiliger Diawechselrahmen kann leicht durch einen fernsteuerbaren Diageber für mehrere Dias ersetzt werden. Ferner lassen sich anstelle des Diaprojektors Vorrichtungen für die Wiedergabe undurchsichtiger Vorlagen oder Rolltitel anbringen. Die 16-mm-Multiplexeranlage erlaubt folgende Betriebsmöglichkeiten: pausenlose Film- und Diaabtastung (Wiedergabe von Filmen mit Lichttonspur oder mit Magnettonrandspur im Einstreifenverfahren sowie die Wiedergabe von Filmen mit Magnettonmittelspur im Zweistreifenverfahren) und Abtastung von undurchsichtigen Vorlagen.
Die Tonübertragungsanlage ist eine speziell für Fernsehkleinanlagen entwickelte Einrichtung in transportabler Ausführung und ebenso bequem zu installieren wie die Videoanlage. Sie besteht im wesentlichen aus Misch- und Überwachungseinsatz in Wannenausführung, dem Verstärkerschrank, einer Doppelapparatur für Band- oder Plattenspieler und der Abhöreinrichtung.
Die Kommando- und Lichtsignalanlage ermöglicht einen einwandfreien Verkehr zwischen den einzelnen an der Sendung beteiligten Stellen zur Sicherung eines einwandfreien Ablaufes der Sendung.
Die Anzahl und Art der Studiobeleuchtungsgeräte wird im wesentlichen von der verwendeten Bildaufnahmeröhre, in diesem Fall ein Vidikon, bestimmt. Entsprechend dieser Bildaufnahmeröhre wurde die Beleuchtungsanlage ausgelegt. *Luft*

Ein neues Modell eines dynamischen Mikrofons

Technika kino i televidenija 2 (1959) S. 65

Im Zentralen Konstruktionsbüro des Kulturministeriums der UdSSR wurde die Entwicklung eines neuen elektrodynamischen Kleinstmikrofons abgeschlossen, das für Wortansprechungen bei Synchronaufnahmen und Filmvertonung bestimmt ist. Die Entwicklungsarbeiten standen unter der Leitung des Chefingenieurs des ZKB B. B. Janpolskaja.
Das neue Mikrofon 82-A-5 unterscheidet sich von dem zur Zeit herausgebrachten dynamischen Mikrofon 82-A-2 nicht nur durch kleinere Abmessungen und Gewicht, sondern auch durch bessere elektroakustische Eigenschaften. Besonders kennzeichnend ist der niedrige Rauschpegel (Mikrofoneffekt), der bei Breitwandaufzeichnungen entsteht, was auf die optimale Wahl der Eigenfrequenz des Tauchspulsystems zurückzuführen ist.
Das Mikrofon besitzt Nierencharakteristik, die durch Verwendung eines besonderen akustisch-mechanischen Systems erzielt wird, das für aus entgegengesetzten Richtungen auf die Membran auftreffende Schallwellen eine bestimmte Phasenverschiebung verursacht. Dabei beträgt der Empfindlichkeitsunterschied zwischen Vorder- und Rückseite des Mikrofons bei 1000 Hz 16 dB. Der Frequenzgang des Mikrofons weicht im Bereich 50···10000 Hz höchstens um ± 6 dB vom Mittelwert ab. Seine Empfindlichkeit beträgt im Leerlauf 0,3 μV/bar.
Zur Zeit werden Versuchsmuster des Mikrofons 82-A-5 in den Kinostudios erprobt. *Ensslen*

Fachbücher

Prof. A. Becker und Dr.-Ing. H. Voigt

Mathematisches Hilfsbuch für die Wechselstromtechnik

6. Auflage

Fachbuchverlag Leipzig, 1959

426 Seiten, 130 Bilder, Halbleinen 7,80 DM

Ein Buch, das nunmehr in der 6. Auflage vorliegt, gilt als eingeführt und bedarf eigentlich keiner weiteren Empfehlung mehr. Wenn hier trotzdem zu dem Buch einige Ausführungen gemacht werden, dann vor allen Dingen deswegen, um den Nachwuchs und diejenigen, die es bisher nicht kennengelernt haben, auf diese Neuerscheinung aufmerksam zu machen.
Wie im Kopf des Buches zum Ausdruck gebracht wurde, handelt es sich um „eine Zusammenstellung der meistgebrauchten Rechenverfahren für den Elektroingenieur“. Das Werk stellt jedoch keinesfalls — wie man hiernach zunächst vermuten könnte — eine bloße Formelsammlung dar, sondern besitzt vielmehr den Charakter eines Lehrbuches, in dem der Stoff umfassend und durch zahlreiche Beispiele untermauert dargeboten wird. Durch eine geschickte Stoffauswahl haben sich die Verfasser auf die wirklich meistgebrauchten Rechenverfahren beschränkt. Es werden die nachstehenden acht Hauptthemen behandelt:

1. Die komplexe Rechnung (70 Seiten)
2. Das Rechnen mit symmetrischen Komponenten (27 Seiten)
3. Die beiden häufigsten Ortskurven (42 Seiten)
4. Die Kreis- und Hyperbelfunktionen (27 Seiten)
5. Die drei wichtigsten Differentialgleichungen (85 Seiten)
6. Harmonische Analyse (19 Seiten)
7. Zwei- und Vierpole (120 Seiten)
8. Matrizen (12 Seiten).

Daß das Buch nunmehr auch einen Abschnitt über Matrizen enthält, wird von allen Nachrichtentechnikern begrüßt werden, die sich über die moderne Darstellungsweise vierpoltheoretischer Fragenkomplexe informieren wollen. Aber auch einige Mängel, die dem Werk anhaften, sollen nicht unerwähnt bleiben. So wird die Lesbarkeit des Buches durch eine Reihe von Umständen sehr erschwert: Hier ist zunächst die in der deutschen Literatur ungebräuchliche Schreibweise der komplexen Größen zu nennen (Buchstaben mit darüber gesetztem Punkt), die sich durch das ganze Buch hinzieht und an die sich der Leser erst gewöhnen muß. Hinzu kommt, daß der Schwachstromtechniker eine ihm ungeläufige Bezeichnungsweise vorfindet. So wird beispielsweise die Fortpflanzungskonstante in der Form $m = a + j\alpha$ (statt $\gamma = \alpha + j\beta$) angegeben, was m. E. schon allein deswegen ungünstig ist, weil sich a und α drucktechnisch nur sehr geringfügig unterscheiden, der Leser also immer eine erhöhte Aufmerksamkeit aufbringen muß, um zu entscheiden, was jeweils gemeint ist. Ferner entspricht auch die Matrizen-Darstellungsform nicht den z. Z. gültigen Vereinbarungen. Schließlich hätte das Buch sehr an Übersichtlichkeit gewonnen, wenn der Text der Aufgaben von dem Haupttext durch Kursiv- oder Kleindruck unterschieden worden wäre.
Die hier aufgeführten Äußerlichkeiten sind zwar mitbestimmend für die Beliebtheit eines Buches, beeinträchtigen jedoch den Inhalt nicht. Auch die neue Auflage kann den Fachschülern und den an der Theorie interessierten Praktikern wärmstens empfohlen werden. *Dahms*

G. Seidel

Gedruckte Schaltungen, Technologie und Technik

VEB Verlag Technik, Berlin, und Berliner Union, Stuttgart, 1959

224 Seiten, 151 Bilder, 18 Tafeln, DIN A 5, Ganzlederin 15,— DM

Die Antriebsmomente für die Einführung der Druckschaltungstechnik liegen einerseits bei der ständig komplizierter werdenden Technik elektronischer Geräte, andererseits aber auch darin, daß Arbeitskräfte knapper werden und der Bedarf an elektronischen Geräten zunimmt.
In dem vorliegenden Buch von G. Seidel wird in anerkennenswerter Weise das gesamte Gebiet der Druckschaltungstechnik behandelt, also sowohl die Ätz- als auch die galvanischen Verfahren, das Stanzverfahren und die keramische Technik. Ein wichtiger Abschnitt ist der Reparatur gedruckter Schaltungen gewidmet, da hierbei Fehlerarten auftreten, die bei der üblichen Verdrahtung nicht bekannt sind. In dem Abschnitt „Vergleich mit der klassischen Verdrahtungstechnik“ werden neben den technischen Vorteilen auch die wirtschaftlichen Gesichtspunkte angeführt, die von einer bestimmten Höhe der Geräteauflage an die Anwendung der Druckschaltungstechnik fast zwingend erscheinen lassen.
Es wird dem Leser sehr erwünscht sein, daß neben einem ausführlichen Sachwörterverzeichnis auch noch eine Zusammenstellung spezieller englischer Fachausdrücke dem Werk angehängt ist.
Das Buch kann jedem Entwickler von elektronischen Geräten, der beabsichtigt gedruckte Schaltungen anzuwenden, wärmsten empfohlen werden. *Taeger*

A. F. Joffé

Physik der Halbleiter

Übersetzt aus dem Russischen von J. Auth

Akademie-Verlag, Berlin, 1958

400 Seiten, 155 Bilder, 18 Tabellen, Ganzleinen 35,— DM

Nachdem bereits 1957 im Akademie-Verlag die Broschüre von A. F. Joffé „Halbleiter-Thermoelemente“ in deutscher Bearbeitung erschien, kam nun das umfangreichere Werk „Physik der Halbleiter“ vom gleichen Verlag heraus. Dieses Buch ist vorwiegend als Einführung in die Halbleiterphysik gedacht und wendet sich vor allem an Physiker, Chemiker und Fachingenieure der Elektro- und Wärmetechnik. Es vermittelt einen gründlichen Einblick in den gegenwärtigen Stand der physikalischen Grundlagen von Halbleitern und trägt wesentlich dazu bei, eine empfindliche Lücke auf dem diesbezüglichen deutschsprachigen Wissensgebiet zu schließen.

Aus erster Hand erhält man vom Verfasser, der dem Halbleiterinstitut der Akademie der Wissenschaften der UdSSR vorsteht, einen Überblick über die Vielfalt und Kompliziertheit der physikalischen Vorgänge in halbleitenden Stoffen. A. F. Joffé versteht es meisterhaft, die verwirrende Fülle der Halbleitereigenschaften ordnend und übersichtlich als ein Ganzes darzustellen. Dabei beschränkt sich der Autor nur auf die wesentlichsten Probleme. Dort, wo sie stark hypothetischen Charakter annehmen, läßt er das klar erkennen und gibt dann seine eigene Ansicht wieder. Dadurch vermeidet er ein Abschweifen in andere Theorien, und die gesamte Darstellung erhält eine straffe Führung. Das mag für den Spezialfall eines Problemes zu bedauern sein, ist aber im Hinblick auf eine übersichtliche und klare Darstellung nur zu begrüßen. Das Werk nimmt damit auch einen erträglichen Umfang an, der besser zu übersehen ist. Im übrigen sind zum erweiterten Studium die neuesten wissenschaftlichen Arbeiten (zu jedem Kapitel getrennt) als zusätzliche Literaturhinweise im Anhang vom Übersetzer angeführt.
Durch die in den letzten Jahrzehnten verbesserte Theorie der Halbleiter und seit der ausgebildeten Technologie an Germanium erfolgte auf diesem Gebiete des festen Körpers eine stürmische Entwicklung. Die technische Nutzung dieser Erkenntnisse führte zu den modernen Bauelementen der Elektrotechnik, wie Transistoren, Germanium- und Siliziumdioden, Varistoren, Thermistoren, empfindlicheren Fotohalbleitern, besseren Lumineszenzmaterialien und sekundäremittierenden Schichten sowie Szintillatoren zum Nachweis radioaktiver Strahlungen usw. Gleichzeitig erfuhren die theoretischen Grundlagen der Physik des Halbleiters neue Impulse und Fortschritte. Wie sprunghaft sich Theorie und Technologie vorwärtsentwickelten, zeigt das willkürlich herausgegriffene Beispiel über den Wirkungsgrad von Fotoelementen für die Umwandlung von Sonnenenergie in elektrische Energie. Noch 1938 betrug der Wirkungsgrad um 0,05% und stieg bis heute auf 11%, das bedeutet eine Steigerung um einen Faktor größer als 200! Diese Fotoelemente bilden die Bauelemente der modernen Sonnenbatterien sowjetischer und amerikanischer Erdsatelliten.
Die 400 Seiten starke Ausgabe ist in sieben Hauptabschnitte unterteilt. Ausgehend von der Beschreibung des Leitungsmechanismus in festen Elektrolyten im Kapitel I kommt der Verfasser im Kapitel II zu den grundlegenden Eigenschaften der Metalle. Mit Hilfe der Fermistatistik weist A. F. Joffé auf die Mängel der klassischen Beschreibung hin und bereitet in diesem Kapitel das mathematische Rüstzeug für die Charakterisierung der wichtigsten Halbleitereigenschaften vor.

Der Leitungsmechanismus in festen Elektrolyten ist manchmal auch von technischem Interesse bei Halbleitern, namentlich bei großen Ionenströmen, wo durch stoffliche Veränderungen im Halbleiter mit einem Anteil an Ionenleitung dessen Eigenschaften starken Änderungen unterworfen sind. Oft läßt sich praktisch nicht immer eine Trennung von reinen Halbleitern und festen Elektrolyten ziehen.

In dem Kapitel II, in dem die Metalleigenschaften charakterisiert werden, führt der Autor kurz die Ergebnisse der klassischen Elektronentheorie nach Lorentz und Debye an. Die Abhängigkeit des elektrischen Widerstandes von der Temperatur, das Ohmsche Gesetz und auch das Wiedemann-Franzsche Gesetz lassen sich damit befriedigend deuten. Erst die experimentelle Bestimmung der spezifischen Wärme führte auf Widersprüche mit der klassischen Rechnung. Die Quantentheorie, speziell in Gestalt der Fermistatistik, löst die Problematik der spezifischen Wärme von freien Elektronen in Übereinstimmung mit dem Experiment.

Kapitel III leitet zu den eigentlichen Halbleitereigenschaften über. Es bringt eine phänomenologische Beschreibung folgender Themen unter einigen vereinfachenden Annahmen: thermisches Elektronengleichgewicht, Vorzeichen der Ladungsträger, Abhängigkeit der Leitfähigkeit von der Temperatur (ein wichtiges Kennzeichen, um Halbleiter von metallischen Leitern zu unterscheiden), Verunreinigungen und deren Einfluß, Fotoleitfähigkeit, Durchschlagsfestigkeit und Sperrschichten.

Im Kapitel IV erfolgt die quantenmechanische Beschreibung. Viele Halbleitereigenschaften lassen sich quantentheoretisch ohne Widerspruch mit den Messungen qualitativ besser deuten als klassisch, quantitativ liefert allerdings die Theorie oft recht ungenaue Resultate. In diesem Zusammenhang weist der Verfasser darauf hin, wie vordringlich gerade theoretische Arbeiten auf diesem Gebiete sind.
Die Zentralstellung nimmt Kapitel V im Gesamtrahmen des Buches ein. Hier werden ausführlicher die einzelnen Halbleitereigenschaften theoretisch und experimentell besprochen. So vor allem die Eigenschaften des Kristallgitters und ihre Wärmebewegungen, die Beweglichkeit der Ladungsträger, Erscheinungen der Randschichten, der Einfluß von elektrischen und magnetischen Feldern auf Halbleiter, deren Wärmeleitfähigkeit und Thermokraft. Dabei werden teilweise die Ausführungen der früher erschienenen Monografie „Halbleiter-Thermoelemente" im Abschnitt über thermoelektrische Erscheinungen wiederholt.
Für die zukünftige Technik der Kälteerzeugung ein interessanter Ausblick: Des besseren Wirkungsgrades wegen wird der moderne Kühlschrank unter Umständen einmal Halbleiter statt chemischer Kühlmittel enthalten. Bereits heute ist nach Angaben des Verfassers eine Abkühlung von mehr als 60° C durch thermoelektrische Abkühlung (Peltiereffekt) gelungen!
Zum Schluß des Buches werden in den Kapiteln VI und VII noch Meßmethoden über Halbleiterkenngrößen angeführt und die Halbleiter ihrer Struktur und chemischen Bindung nach klassifiziert.
Dem Verlag darf man bestätigen, daß er mit der Herausgabe dieses hervorragenden Fachbuches und seiner sorgfältigen deutschen Bearbeitung gut beraten war. Mit Spannung kann man die angekündigten Monografien, vor allem über Halbleiterbauelemente, erwarten. *Luck*

Neuerscheinungen und Neuauflagen

Mejerowitsch, L. A., und L. G. Selitschenko, *Impulstechnik*. Übersetzung aus dem Russischen. 680 Seiten, 701 Bilder, DIN B 5, Ganzlederin 58,— DM. Gemeinschaftsauflage des VEB Verlag Technik, Berlin, und Berliner Union, Stuttgart.

Lange, F. H., *Korrelationselektronik*. 344 Seiten, 99 Bilder, DIN A 5, Ganzlederin 33,50 DM. VEB Verlag Technik, Berlin.

Petrow, P. A., *Kernenergieanlagen*. Übersetzung aus dem Russischen. 280 Seiten, 99 Bilder, 31 Tafeln, DIN A 5, Ganzlederin 34,— DM. VEB Verlag Technik, Berlin.